МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ УКРАИНЫ "КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ"

# Электроника и связь

## Електроніка та зв'язок Electronics and Communications

Научно-технический журнал Основан в 1995 году

Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии»



1(60) • 2011

### Электроника и связь

Научно-технический журнал

Свидетельство о регистрации КВ № 9314 от 03.11.2004 г.

#### ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

#### Ю. И. Якименко, д-р техн. наук, проф., акад. НАН Украины

#### ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

- А. В. Кириленко, д-р техн. наук, проф., акад. НАН Украины
- В. Я. Жуйков, д-р техн. наук, проф.

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

- В. Г. Абакумов, д-р техн. наук, проф.
- В. М. Безрук, д-р техн. наук, проф.
- А.В. Борисов, канд. техн. наук, проф.
- А. Ф. Буткевич, д-р техн. наук, проф.
- В. Г. Вербицкий, д-р техн. наук, с. н. с.
- А. Г. Власюк, д-р техн. наук, проф.
- Г.С. Воробьев, д-р физ-мат. наук, проф.
- С.В. Денбновецкий, д-р техн. наук, проф.
- В.С. Дидковский, д-р техн. наук, проф.
- Ю. М. Калниболотский, д-р техн. наук, проф.
- К.В. Ковальчук, канд. физ.-мат. наук
- П. П. Лошицкий, д-р техн. наук, проф.
- А. Н. Лысенко, д-р техн. наук, доц.
- В. Ф. Мачулин, д-р физ.-мат. наук, проф., акад. НАН Украины
- О. Н. Петрищев, д-р техн. наук, проф.
- В. В. Пилинский, канд. техн. наук, проф.
- Л. Д. Писаренко, д-р техн. наук, проф.
- Ю. М. Поплавко, д-р физ.-мат. наук, проф.
- И. Н. Пустинский, д-р техн. наук, проф.
- П. Г. Стахив, д-р техн. наук, проф.
- Р. Стржелецкий, проф.
- В. И. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.
- Г.И. Чурюмов, д-р техн. наук, проф.
- С.А. Харитонов, д-р техн. наук, проф.
- Ю.С. Ямненко, д-р техн. наук, проф.
- В. П. Яценко, д-р мед. наук, проф.

ОТВЕТСТВЕННЫЙ ЗА ВЫПУСК

В. И. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.

ОТВЕТСТВЕННЫЙ РЕДАКТОР

А.В. Коржик, канд. техн. наук, доц.

Рекомендовано к печати Ученым советом ФЭЛ НТУУ «КПИ» (Протокол № 03/11 от 28.03.11)

#### Адрес редакции:

03056, г. Киев-56, ул. Политехническая, 16, корпус 12, к. 116 Тел. +38(044)454-94-39, e-mail: journal\_el\_com@fel.ntu-kpi.kiev.ua

#### ISSN 1811-4512

© Национальный технический университет Украины «КПИ», 2011



## ЭЛЕКТРОНИКА и СВЯЗЬ

№ 1, 2011

Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии»

## Содержание

## Наноструктуры и нанотехнологии в электронике

О.Д. Вольпян, А.И. Кузьмичёв	Наноразмерные электронно-фотонные устройства на основе поверхностных плазмонных поляритонов	5
И.Д. Войтович, А.И. Золот, Н.И. Ходаковский, А.А. Мержвинский, П.А. Мержвинский	Управление свойствами наноструктур при создании техноло- гических процессов построения наноприборов	12
В.І. Зубчук, Е.І. Крючков, В.Е. Орел, О.Ю. Рихальський	Механомагнітохімічний реактор для синтезу нанокомпозитів протипухлинної терапії	15
В.И. Лапчинский, А.В. Мачулянский, Д.Д. Татарчук, Т.Л. Волхова	Металлодиэлектрические нанокомпозитные структуры	20

## Твердотельная электроника

А.Ю. Очеретный, Ю.В. Прокопенко, В.И. Молчанов, Ю.М. Поплавко	Измерение диэлектрической проницаемости сегнетоэлектри- ческой пленки на основе копланарной линии передачи СВЧ	23
S.N. Grigorov, A.V. Taran, V.S. Taran, A.I. Timoshenko	Preparation and structure of CuInSe2 thin films for solar cells at low substrate temperatures	27
В.И. Тимофеев, Е.М. Фалеева	Особенности моделирования выходных характеристик гете- ротранзистора с квантовыми точками	30
А.В. Бакунцев, В.М. Кириленко, Н.С. Мазурок	Влияние депластификации на физические свойства ПВХ- пластиката	34

### Вакуумная, плазменная и квантовая электроника

Є.Д. Белявський, Т.Л. Волхова, О.В. Теличкіна	Сучасний стан розвитку теорії електронних приладів О-типу з несиметричними хвилями	38
В.И. Часнык	Влияние структурной иерархии частиц проводящей фазы в материале объемного поглотителя на процесс поглощения СВЧ-энергии	43
В.О. Москалюк, А.В. Федяй, О.Ю. Ярошенко	Прикладна програма для моделювання переносу заряду в квантово-розмірних гетероструктурах з графічним інтерфей- сом користувача	48

### Теория сигналов и систем

В.В. Рогаль, А.Л. Осадчий	Дискретное моделирование широтно-импульсных преобра- зователей	54
Л.Н. Павлов, Ю.М. Калниболотский	Оптимизация операционного усилителя	59
A. Baskys, V. Bleizgys, A. Platakis, T. Lipinskis, A. Lucinskis	The Frequency Converter Output Voltage Control with Motor Cur- rent Minimum Tracing	63
В.В. Мартинюк, М.В. Федула	Синтез реактивних двохполюсників з втратами з застосуван- ням алгоритму оберненої згортки	67
О.А. Витязь	Эффект Доплера и абсолютное движение	71
О.Ю. Безносик, В.В. Ладогубець, О.Д. Фіногенов	Методи підвищення ефективності Ү-∆ перетворення при по- будові схемних макромоделей МЕМС	82

## Методы и средства обработки сигналов и изображений

А.А. Мужайло, К.А. Трапезон	Некоторые аспекты улучшения качества стереопроекции	88
С.С. Куденчук, Ю.В. Хохлов	Алгоритми роботи систем збору та обробки температурних	
	показників	92
О.Н. Ладошко, А.Н. Продеус	Разметка спонтанной украинской речи	97
Э		

### Электронные системы

А.Г. Арутюнян

#### О.В. Будьонний, М.В. Колотов О.О. Федько

### Биомедицинские приборы и системы

Е.А. Настенко, Е.К. Носовец, С.В. Зубков	Анализ взаимосвязи показателей системы кровообращения	116
О.А. Куцяк	Критерії оцінювання параметрів моніторингу зовнішнього дихання	121
В.Й. Котовський	Неінвазивні дослідження судин нижніх кінцівок за допомогою комплексного методу	124
І.О. Куцман, Р.М. Чобік, А.М. Пасічник, В.Ф. Заворотний	Метод зменшення впливу дисгемоглобінів на результати пульсоксиметрії	129
А.Я. Жарков, Я.В. Жарков, М.М. Коваленко, Р.І. Янчій	Залежність стабілізації заданої температури аплікатора кріохі- рургічної установки «Кріо-Пульс» від надлишкового тиску в кріостаті	133

### Акустические приборы и системы

А.В. Коржик	Закономерности эффективности излучения звука антенной ре- шеткой, состоящей из многомодовых цилиндрических электро- упругих преобразователей	138
С.А. Козерук	Моделирование ближнего поля акустических плоских излу- чателей	143
О.І. Дрозденко	Розрахункове забезпечення електричної міцності конструкцій електроакустичних перетворювачів, герметизованих полімерними матеріалами	149
Ю.А. Дидусенко	Физические поля, которые формируются системой цилинд- рических пьезокерамических излучателей	158
В.С. Дідковський, В.П. Заєць, Н.О. Самійленко	Оцінка ізоляції повітряного шуму огороджуючих конструкцій в розширеному діапазоні частот	164

## Системы телекоммуникации, связи и защиты информации

Ю.С. Ямненко, В.В. Колесник	Імітаційне моделювання інформаційно-керуючої мережі ло- кального об'єкту за допомогою мереж Петрі	169	
А.О. Лунтовський, І.В. Мельник	Автоматизоване проектування безпроводових комп'ютерних мереж в системі CANDY Framework	174	
Системы зетоматизированного			

### Системы автоматизированного проектирования

О.П. Кургаєв, І.В. Савченко

### Наноструктуры и нанотехнологии в электронике

УДК 539.21, 621.3 О.Д. Вольпян<sup>1</sup>, А.И. Кузьмичёв, канд. техн. наук<sup>2</sup>

## Наноразмерные электронно-фотонные устройства на основе поверхностных плазмонных поляритонов

Рассмотрены основные направления реализации нанофотонных устройств на поверхностных плазмонных поляритонах и вопросы технологии плазмонной нанофотоники.

Principal directions of realization of nanophotonic devices based on surface plasmon polaritons and technological aspects of plasmon nanophotonics are considered.

Ключевые слова: нанофотоника, плазмоника, плазмон, поверхностный плазмонный поляритон, плазмонный волновод, литография

#### Введение

Известно, что прогресс в микроэлектронике связан с непрерывным повышением рабочих частот и уменьшением размеров микроэлементов; в итоге это привело к появлению субмикронной электроники (см. диаграмму на рис. 1). Следующая стадия в развитии электроники - исследование и освоение области наноэлектроники, где уже достигли определённого успеха в создании приборов с наноразмерными элементами (< 100 нм). Однако наивысшие рабочие частоты в электронике соответствуют гигагерцовому диапазону, что намного ниже терагерцовых частот в фотонике, С другой стороны, минимальный размер обычных фотонных элементов порядка рабочей длины волны λ, т.е. составляет единицыдесятки-сотни микрон, и даже миллиметры, что приводит к относительно низкому уровню интеграции и миниатюризации оптических схем. Изза этого затруднено сопряжение электронных и фотонных компонентов в электроннофотонных системах и замещение электронных элементов их более быстрыми фотонными аналогами. Отсюда неотложной задачей является продвижение фотоники в субволновой наноразмерный диапазон и преодоление дифракционных ограничений. Необходимо найти способы связи наноэлектронных элементов с нанофотонными. Последняя задача является жизненно важной для современной электроники, но, её можно решить, если использовать плазмонные эффекты, позволяющие связывать свет с наноэлектронными элементами и реализовать плазмонную нанофотонику (рис. 1).



Рис. 1. Диаграмма "Минимальный размер элементов – диапазон рабочих частот" для электроники и фотоники

#### 1. Поверхностные плазмоны

Поверхностный плазмон (surface plasmon -SP) – это квант электромагнитных плазменных колебаний электронов зоны проводимости металла вблизи его поверхности, вдоль которой он и распространяется [1]. Поскольку плазмоны связаны с поляризацией на поверхности, используется определение "поверхностные плазмонные поляритоны" - ППП (surface plasmon polaritons – SPPs) [1]. На рис. 2 представлена схема, показывающая ППП как колебания зарядов на интерфейсе между металлом и диэлектриком и демонстрирующая образование на интерфейсе волны поляризации. Электрическое поле волны имеет продольную (в Zнаправлении на рис. 2 а) составляющую, которая сдвинута по фазе на  $\pi/2$  относительно поперечной составляющей (по нормали в хнаправлении). Волна имеет поперечную магнитную компоненту (в у-направлении) и относится к волнам ТМ типа.

ППП является распространяющейся волноводной модой, но без отражающих стенок – как, например, в световоде. Возможность существования ППП как волноводной моды объясняется тем, что изменение фазы для нормальной составляющей электрического поля при двойном переходе из металла в диэлектрик и обратно кратно 2 л. Это обусловлено тем, что диэлектрическая постоянная металла  $\varepsilon_m$  имеет отрицательное значение. Действительно, как показано на рис. 2б, нормальная составляющая электрического поля при переходе из одной среды в другую меняет знак (нормальная составляющая электрического смещения сохраняет непрерывность и знак не меняет). В результате интерфейс металл/диэлектрик может поддерживать волноводную моду, но только в области тех частот, где диэлектрическая проницаемость одной из сред отрицательна. Для металлов рабочая частота должна быть ниже частоты плазменных колебаний электронов, находящейся в большинстве случае в области ультрафиолета, поэтому ППП вполне можно генерировать в диапазонах ИК и видимого света.



Рис. 2. ППП как колебания заряда на поверхности раздела между металлом и диэлектриком (а) и схема самосогласования фаз (б) [2]

Особенностью ППП является нераспространение волны вглубь металла и диэлектрика (она затухает по оси x), т.е. ППП сосредоточены в приповерхностной области. Чем больше поперечное ограничение волны, тем сильнее она поглощается в металле, и меньше длина распространения вдоль металла  $L_{\rm M}$ , но тем не менее на поверхности Ag она может достигать 1 мм в ближнем ИК, чего вполне достаточно.

Другой особенностью является то, что эффективный показатель преломления для ППП превышает показатель преломления диэлек-

трика, поэтому длина волны ППП меньше λ в свободном пространстве, и мы получаем волну оптического диапазона частот, но с длиной, характерной для рентгеновских лучей! При этом на одной и той же частоте волновой вектор ППП больше волнового вектора фотона в свободном пространстве, поэтому возбуждение ППП фотонами при обычном способе облучения не возможно, но это возможно, если каким-либо образом увеличить составляющую импульса фотона, параллельную поверхности. Для этого было предложено много способов [1], из которых можно выделить: нарушенное полное внутреннее отражение (НПВО) и связь через затухающую (evanescent) волну, поверхностные дифракционные решётки и нанолокализованные источники света, туннелирование электронов через переход "металл-диэлектрик-металл" или "полупроводник-диэлектрик-металл". Также предложены способы наблюдения ППП [1]: детектирование амплитуды и фазы отражённого света в системах с НПВО или излучения от различных неоднородностей на поверхности, сканирующая микроскопия ближнего поля.

Поверхностные электромагнитные волны, в том числе на поверхности металлов известны давно [1], но интерес к последним сильно возрос после понимания того, что в ППП генерируются сильные поля и с их помощью можно измерять малые изменения диэлектрической проницаемости, связанные с адсорбцией на поверхности единичных молекул. В фотонике ППП воспринимались как источник потерь в металлах, но развитие технологии позволило создавать плазмонные элементы и волноводы, способные транспортировать такое же количество информации как обычная фотоника и без дифракционных ограничений при субволновых сечениях волноводов [3,4]. Уникальные свойства ППП имеют важное значение для создания наноразмерной электронно-фотонной техники: дискретных приборов (фильтров, датчиков), устройств для управления распространением плазмонов (волноводов, зеркал, соединителей, переключателей), интегральных схем с пассивными и активными наноплазмонными компонентами. Для иллюстрации сказанного рассмотрим в качестве примера плазмонные волноводные устройства.

#### 2. Плазмонные волноводные устройства

При создании интегральных плазмонных схем решаются две задачи – ограничение волны в поперечном направлении и увеличение *L*<sub>м</sub>. Один из подходов – встраивание в диэлектрик тонких полосок металла (давно известно, что металлические плёнки толщиной порядка скин-слоя могут поддерживать так называемые дальнодействующие поверхностные плазмоны – long range SPs – LRSPs) [5,6]. Однако такие волноводы, хотя и обладают малыми потерями (~ 1 дб/см), обеспечивают поперечную локализацию только порядка λ и, в результате, могут иметь место значительные потери на излучения в схемах, содержащих резкие изгибы. Другой подход использует канальные плазмонные поляритоны (channel plasmon polaritons - CPPs), которые локализуются в канавке, созданной на подложке с поверхностной металлизацией (см. рис. За) [4,7,8]. Такую канавку можно рассматривать как волновод между близко расположенными металлическими поверхностями; при этом из всех возможным мод при продольном распространении остаётся только так называемый щелевой (зазорный) поверхностный плазмон (gap SP - GSP), обладающий практически постоянным компонентом поля, нормальным к стенкам зазора. GSP локализуется на дне канавки в области порядка его длины волны  $\lambda_{GSP} < \lambda$ , может распространяться с малыми потерями и допускает радиус изгибов волновода порядка  $\lambda_{GSP}$ , что позволяет создавать очень миниатюрные волноводные схемы.

Обратной геометрией по отношению к канавке является клинообразный треугольный выступ (гребень, ребро) на поверхности, покрытой металлом (рис. 3 б), также способный поддерживать волновые моды типа ППП, которые можно назвать как "ППП на клине" (wedge plasmon polariton – WPP) [9]. СРР и WPP можно рассматривать как комплиментарные моды, причём последний тип волны, как было показано теоретически и экспериментально на телекоммуникационных длинах волн  $\lambda = 1,31$  и 1,55 мкм, сильнее локализован в поперечном направлении, чем СРР, при близких  $L_{\rm M}$  [3(с.211)].



Рис. 3. Локализация плазмонных поляритонов на профилированной металлизированной поверхности

На рис. 4 представлены экспериментально апробированные на λ = 1,55 мкм конфигурации плазмонных LRSP-волноводов, выполненных из

золотых полосок толщиной 20 нм и шириной 8 мкм на слое из SiO<sub>2</sub> и покрытых либо SiO<sub>2</sub>, либо полимером для согласования показателей преломления [4,6]. Важными элементами плазмонных схем являются отражатели. Как пример, на рис. 5а показано зеркало Брэгга, составленное из множества параллельных выступов (рёбер) из золота. Рис. 5б показывает, что коэффициент отражения SP-луча ( $\lambda$  = 880 нм) достигает почти 100 % при увеличении количества выступов до 20.



Рис. 4. Образцы плазмонных цепей: а – прямой волновод и б – с изгибом, в – Y-разветвитель, г – 4-х портовый разветвитель, д – интерферометр Маха-Цандера, е – волновод с решёткой Брэгга



б



Для создания плазмонных схем требуются не только пассивные, но и активные устройства, которые могут модулировать луч и выполнять логические функции. Очевидно, что для реализации активных устройств должны быть использованы нелинейные эффекты. Создано несколько типов подобных устройств: электрооптические, термооптические и полностью оптические [4]. Термооптические модуляторы и переключатели на основе LRSP были первыми плазмонными компонентами, в которых та же самая металлическая цепь была использована как для передачи оптического излучения, так и подачи электрических сигналов, которые управляли волноводным процессом [10]. В этих устройствах тонкие волноводные полоски золота, внедрённые в полимер, нагревались постоянным или импульсным электрическим током. Нагрев изменял эффективный показатель преломления для плазмонных мод, которые распространялись по полоскам. Используя хорошо известные схемы, были построены интерферометрические модуляторы (устройства, которые модулируют интенсивность передачи, играя на интерференции между различными оптическими путями) и переключатели на базе направленного ответвителя. Эти устройства работают на телекоммуникационных длинах волн, потребляют малую мощность (около 10 мВт) и обеспечивают высокие отношения выходной мощности к входной при умеренном времени отклика.

Полностью управляемые оптические устройства ещё не реализованы в полном масштабе, но были испытаны отдельные устройства для проверки различных идей и принципов. Например, в качестве нелинейного элемента можно применить полоску металлического Ga, у которого при небольшом нагреве в 7 раз изменяется  $\varepsilon_m$  вследствие фазовых переходов, что может быть использовано для создания полностью оптических переключателей милливатной мощности [11].

Были продемонстрированы оптические бистабильные среды (аналоги триггеров), действие которых основан на том, что различные состояния молекул или наночастиц имеют отличающиеся спектры поглощения. Так, при поглощении излучения управляющего луча (оптического или плазмонного) одной частоты изменяются поглощение и преломление среды для другой частоты, что позволяет коммутировать или модулировать луч (опять оптический или плазмонный) на этой частоте.

Усиление плазмонных волн получено в структуре с *n-р* переходами и ППП, распространяющимся вдоль поверхности графена, покрытого диэлектриком [12].

## 3. Технологические аспекты производства плазмонных элементов и приборов нанофотоники

В настоящее время существует ряд методов синтеза плазмонных элементов, приборов и ин-

тегральных схем [3(с.209-221),9,13,14]. Из-за ограниченного объёма статьи здесь будут рассмотрены только отдельные, наиболее важные, аспекты технологии наноплазмоники, а именно: формирование рисунка (литография) и нанесение материалов на подложки. Обсуждаемые методы будем демонстрировать на примере технологии металлических волноводных элементов на поверхностных плазмонах, генерируемых на интерфейсе металл/диэлектрик. Вопросы технологии фотонных метаматериалов на плазмонных эффектах были рассмотрены в [13].

Для получения топологического рисунка плазмонных структур на плоских подложках применяют литографии высокого разрешения с использованием масок для локальной обработки, как это принято в технологии субмикронной электроники. Наиболее часто используют электронно-лучевую литографию в варианте "взрывная (lift-off) литография". Однако поскольку хорошо сфокусированный электронный луч обрабатывает элементы рисунка последовательно, процесс характеризуется низкой производительностью и высокой стоимостью.

Безмасочными методами с высоким пространственным разрешением являются распыление сфокусированным ионным лучом и прямое химическое осаждение (формирование) наноструктур с использованием электронных, ионных и лазерных лучей для инициирования локальных химических реакций. Однако в этих методах элементы обрабатываются последовательно, поэтому они также не обеспечивают нужную производительность. Это относится и к зондовым методам.

Относительно большую производительность формирования рисунка способны обеспечить интерференционная и наноимпринтная литографии, при которых параллельно обрабатываются все элементы поверхности. Сущность интерференционной литографии понятна из названия. При наноимпринтной (или нанопечатной) литографии осуществляется механическая "наноштамповка" полимерных слоёв, например, резиста, для этого создаётся специальный штамп с нанорисунком из твёрдого материала (металла, кремния или диэлектрика). Данные методы литографии обеспечивают обработку многослойных структур, но надо учитывать накопление ошибок совмещения рисунков отдельных слоёв.

Рассмотрим несколько примеров формообразования плазмонных волноводов [3(с.209-221)]. Первый пример – формирование Vканавки для транспортировки канальных плазмонных поляритонов с использованием наноимпринтной литографии (рис. 6). Вначале изготавливают штамп из монокристаллического кремния методами анизотропного жидкостного или реакционного ионного травления (РИТ) по фоторезистивной маске. Затем на плоскую подложку из кремния наносят слой 1-го полимера полиметилметакрилата и деформируют его поверхность с помощью штампа. На профилированную поверхность наносят тонкий слой Au c последующим покрытием его 2-м полимером, который в дальнейшем будет подложкой для волновода. Этот полимер фотополимеризуют с помощью ультрафиолета. Затем 1-й полимер удаляют путём растворения, и получается реплика первичного штампа. В этом методе получается более гладкая волноводная поверхность, а, значит, и меньшие потери, чем в случае стандартного осаждения металла в заранее сделанную канавку.



Рис. 6. Этапы технологического процесса изготовления волновода с V-образной канавкой: а – изготовление штампа, б – нанесение слоя полимера 1 на подложку и штамповка (выдавливание) V-образных выступов на полимере, в – нанесение слоёв Au на полимер 1 и полимера 2 на Au с последующей полимеризацией полимера 2, г – химическое удаление полимера 1 (вместе с кремниевой подложкой)

Анизотропное травление кремниевого штампа в КОН позволяет получить угол в канавке порядка 70°, это затрудняет изготовление изгибов волноводов. Для уменьшения угла до примерно 50° лучше применять РИТ, а ещё лучше сочетать РИТ с окислением кремния, как показано на рис. 7. Здесь после окисления кремния (например, термохимическим методом) даже в канавке с плоским дном формируется канавка с малым углом схождения. В результате получается широкополосный волновод с поперечным субволновым ограничением волны и длиной распространения ППП более 100 мкм. Рассмотрим примеры технологий изготовления плазмонных волноводов в виде клинообразных выступов на плоской подложке с использованием ультрафиолетовой фотолитографии (рис. 8) [9]. Вначале создаётся временная подложка-носитель из mono-Si, в которой стандартным анизотропным жидкостным травлением изготавливается канавка, обратная по форме  $\Lambda$ -волноводу. На её поверхность осаждается электронно-лучевым испарением Au (0,5 мкм), а затем на Au наносится слой Ni толщиной около 50 мкм. После удаления подложкиносителя слой Ni служит подложкой для клинообразной волноводной системы.



Рис. 7. Изготовление штампа с более острым углом V-канавки (размеры указаны в микронах)



Рис. 8. Изготовление волновода с Л-образным выступом: а – изготовление подложки-носителя, б – нанесение Au на подложку, в – нанесение Ni на слой Au золота для изготовления Ni-основы для волновода, г – удаление кремниевой подложкиносителя

Нанесение металла в глубину канавки подложки-носителя позволяет получить более острый кончик Л-выступа (около 70°) и более гладкую поверхность, чем при стандартном подходе, когда металл наносится на предварительно изготовленный выступ на подложке. Описанная выше технология позволяет транспортировать ППП с малыми потерями и *L*<sub>м</sub> ~ 120 мкм на телекоммуникационных волнах. Применяя технику окисления кремния можно уменьшить угол Vканавки в подложке-носителе и затем угол при вершине клинообразного Λ-волновода.





Технику окисления можно применить и при изготовлении штампа для наноимпринтной литографии клинообразных волноводов (рис. 9). Так, заготовка штампа с выступом на поверхности, полученная путём травления кремния через отверстия в маске, как правило, имеет трапециидальную форму выступа (рис. 9а). Для его заострения с целью улучшения характеристик плазмонного волновода можно применить термохимическое окисление кремния (рис. 9б) с последующим удалением слоя окисла с помощью высокоселективного травителя.

Большое значение имеют правильный выбор материала и технологии металлических и диэлектрических слоёв для получения низких потерь: необходимо минимальное рассеивание волн в слоях толщиной в десятки нанометров. Они должны иметь сплошную и плотную малодефектную структуру при нанометровой шероховатости и высокую стойкость к воздействию окружающей среды. Из металлов используют Ag и Au, реже Cu или Al, из неорганических диэлектриков – SiO<sub>2</sub>, MgF<sub>2</sub>, или Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. Для осаждения материалов часто используют электроннолучевое испарение, но сейчас внедряется метод импульсного магнетронного распыления [14], который обеспечивает повышенную энергетическую активацию процесса конденсации. Методы химического осаждения из растворов и CVD также имеют определённый потенциал.

#### Выводы

Рассмотрены основные направления реализации наноразмерных электронно-фотонных устройств на поверхностных плазмонных поляритонах путём применения тонкоплёночных металло-диэлектрических наноструктур с иллюстрацией на примере плазмонных волноводов. Имеется значительный прогресс в технологии, в основном благодаря развитию уже хорошо освоенных методов современной микроэлектроники и последним достижениям нанотехнологии, в частности, наноимпринтной литографии.

#### Литература

- Поверхностные поляритоны. Электромагнитные волны на поверхностях и границах раздела. Сб. статей / Под ред. В.М. Аграновича и Д.Л. Миллс. – М.: Наука, 1985. – 525 с.
- Gordon R. Surface plasmon nanophotonics: a tutorial // IEEE Nanotechn. Mag. – 2008. – Vol. 2. – No. 3. – P. 12-18.
- Metamaterials and Plasmonics: Fundamentals, Modelling, Applications. / Ed. S. Zouhdi *et al.* Springer, 2009. – 305 p.
- Ebbesen T.W. et al. Surface-plasmon circuitry // Physics Today. – 2008. – Vol. 61. – No. 5. – P. 44-50.
- Boltasseva A. et al. Integrated optical components utilizing long-range surface plasmon polaritons // J. Lightwave Technol. 2005. – Vol. 23. –No. 1. – P. 413-422.
- Charbonneau R. Et al. Demonstration of integrated optics elements based long-ranging surface plasmon polaritons // Opt. Exp. – 2005. – Vol. 13. – No. 3. – P. 977-984.
- Volkov V.S. et al. Wavelength selective nanophotonic components utilizing channel plasmon polaritons // Nano Lett. – 2007. – Vol. 7. – No. 4. – P. 880-884.
- Moreno E. et al. Channel plasmon-polaritons: modal shape, dispersion, and losses // Opt. Lett. - 2006. – Vol. 31. – No. 23. – P. 3447-3449.

- Boltasseva A. et al. Triangular metal wedges for subwavelength plasmon-polaroton guiding at telecom wavelengths // Opt. Exp. – 2008. – Vol. 16. – No. 8. – P. 5252-5260.
- Nikolajsen T. et al. Surface plasmon polariton based modulators and switches operating at telecom wavelengths // Appl. Phys. Lett. – 2004. –. Vol. 85. – No. 24. – P. 5833-5835.
- Bennet P.J. et al. A photonic switch based on a gigantic, reversible optical nonlinearity of liquefying gallium // Appl. Phys. Lett. – 2004. –. Vol. 85. – No. 24. – P. 5833-5835.

<sup>1</sup> ФГУП «НИИ «Полюс» им. М.Ф. Стельмаха», Москва, Российская Федерация

- Rana F. Graphen terahertz plasmon oscillators // IEEE Trans. Nanotechnol. – 2008. – Vol. 7. – No. 1. – P. 91-99.
- Вольпян О.Д., Кузьмичёв А.И. Вопросы технологии наноструктурных фотонных метаматериалов // Электроника и связь. 2009. № 2-3. Ч. 1. – С. 50–55.
- Вольпян О.Д., Кузьмичёв А.И. Магнетронное нанесение оптических покрытий при питании магнетронов переменным напряжением средней частоты // Прикладная физика. – 2008. – № 3. – С. 34–52.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

#### УДК 004.31, 538.945

И.Д. Войтович, академик НАН Украины, А.И. Золот, канд. техн. наук, Н.И. Ходаковский, канд. техн. наук, А.А. Мержвинский, канд. техн. наук, П.А. Мержвинский

#### Управление свойствами наноструктур при создании технологических процессов построения наноприборов

Рассмотрены возможности комбинированных комплексов, которые состоят из установок электронной и сканирующей туннельной литографий и позволяют получать экспериментальные образцы наноприборов из структур размером в несколько десятков атомных слоев. Показано, что создание электронного прибора нанометровых размеров может быть осуществлено путем сочетания технологии формирования наноструктур в системе «острие-подложка» и наличия узла управления для высокоскоростного построения задаваемых программно наноэлементов.

The possibilities of combined systems, which consist of units of the electron and scanning tunneling lithography and lead to the experimental samples of nanodevices of the structures up to several tens of atomic layers. It is shown that the creation of an electronic device nanoscale can be achieved by combining the technology of formation of nanostructures in the «tip-substrate» and the presence of the control unit for high-speed building set programmatically nanoelements.

Ключевые слова: электронная и сканирующая туннельная литография, управление процессом создания наноструктур, наноприборы, зондовые методы литографии.

#### Введение

Возможности комбинированных комплексов, которые состоят из установок электронной литографии и литографии с использованием сканирующего туннельного микроскопа (СТМ) позволяют получать экспериментальные образцы наноприборов, которые состоят из наноструктур размером менее 10 нм, соответствующих нескольким десяткам атомных слоев.

Указанный подход может быть также эффективно использован при создании электронных наноприборов, который, в свою очередь, наталкивается на необходимость решения ряда задач: создание возможности управления свойствами наноструктур путем вариации геометрии и структурного состава нанометрового электронного прибора; решение проблем микромеханики в нанометровой области; разработка технологических методов производства нанометровых компонентов электронных приборов.

Решение указанных задач позволяет определить возможности управления свойствами наноструктур для создания технологических процессов построения наноприборов [1-3]. Значительные возможности технологических решений при изготовлении структур кремний-наизоляторе (КНИ) позволили получить новые конструктивно-технологические варианты построения нанорозмерных полевых транзисторов. Указанные варианты уже в субмикронной области за счет полной диэлектрической изоляции КНИ – транзисторов существенно отличаются от подобных приборов на объемном кремнии за счет снижения энергопотребления, большого пробивного напряжения и высокого быстродействия. В нанометровом диапазоне в транзисторах на структурах КНИ при этом проявляются квантово-размерные эффекты.

#### Подходы к управлению свойствами наноструктур в процессе изготовления наноприборов

При изготовлении транзисторов с размерами меньше 100 нм с помощью классической МОП– технологии возникает ряд проблем. В частности, смыкание областей обедненности истока и стока за счет обратно смещенного перехода сток-база, поскольку при определенных условиях длина канала транзистора становится сравнимой с областью пространственного заряда стокового перехода.

При длине канала транзистора в десятки нанометров способом, который позволяет подавить эффект смыкания, является перераспределение потенциала в базе транзистора за счет напряжения на дополнительном затворе. Также для решения указанной проблемы используется увеличение степени легирования базы. Для этого можно предложить конструкции нанотранзисторов с разными затворами: с дополнительным затвором, который находится в плоскости канала; трехмерным затвором, который опоясывает один канал с трех сторон; трехмерным затвором, который опоясывает каждый из пканалов многоканальной конструкции.

Использование литографических процессов при определении размеров островков кремния рядом с электростатическим управлением величиной потенциальных барьеров позволяет получать транзисторные наноструктуры с воспроизводимыми характеристиками. Для получения приборов, которые работают при комнатной температуре с воспроизводимыми параметрами, необходимо их размеры уменьшать к величинам, меньшим размеров самоформирующих квантовых точек, или обеспечить высокую степень гладкости обрабатываемой поверхности и исключить варьирование ширины квантовых КНИ – линий. Соблюдение приведенных требований возможно при достижении уровня литографического процесса с разрешимостью в единицы нанометров.

Поскольку необходимо получать не только отдельные транзисторы, но и формировать из них блоки памяти в сверхбольших интегральных схемах (СБИС), то важным является совместимость одноэлектронных транзисторов с другой частью схемы (в первую очередь с усилителем). Важным преимуществом одноэлектронных транзисторов является возможность создания гибридных схем: одноэлектронный транзистор/ МОП-транзистор, а преимуществом КНИ-транзисторов разных конструкций – их совместимость с существующей кремниевой технологией.

При использовании современной нанолитографии на основе СТМ - литографии и литографии с использованием атомно-силового микроскопа (АСМ) представляется возможным получение наноприборов в виде релаксационных квантовых диодов (РКД) и релаксационных квантовых транзисторов (РКТ). Основным физическим эффектом, который обеспечивает работу РК-приборов, есть размерное квантование и релаксация неравновесных электронов. Для построения названных выше приборов необходимо получить твердотельные структуры с размерами, много меньшими, чем некоторые характерные длины. Среди важных параметров возможного нанолитографического процесса есть длина размерного квантования, равная [4]:

$$L_{dg} = \left[ 3\hbar^2 / 2m^* k_{\rm B} T \right]^{1/2} \tag{1}$$

где  $\hbar = h/2\pi$ , h - постоянная Планка;  $m^{2}$  - эффективная масса электронов в объемном материале;  $k_{\rm B}$  - постоянная Больцмана; T - абс. температура.

Путем изменения поперечных размеров квантовых линий можно выбирать концентрацию электронов, которые двигаются через переход между двумя квантовыми линиями с разной шириной. Возможны два варианта приборов, основанных на эффектах переноса неравновесных электронов в квантовых линиях. При этом коэффициент усиления по току достигает величин от 200 до 1000. Характерная емкость таких приборов достигает 0,1-0,2 мкф/см<sup>2</sup>. Оценка по предельным частотам РКД и РКТ составляет 10<sup>13</sup> Гц [2, 5]. Технологические процессы создания элементов наноструктур. Процесс квантования можно проиллюстрировать на примере одноэлектронного гетерослоя. Если источник напряжения заряжает конденсатор через обычный резистор, то заряд на конденсаторе строго пропорционален напряжению. При этом одна из сторон перехода формирует «островок», окруженный изоляционными материалами. В случае замены диэлектрика в конденсаторе туннельным переходом появляется возможность передавать напряжение на этот островок дискретно. Такой подход, приводящий к дискретному увеличению напряжения, инициирует возникновение т.н. «кулоновской лестницы».

В отличие от диаметра углеродных нанотрубок диаметр полупроводниковых нанотрубок прецизионно задается в диапазоне от 100 нм до 2 нм. Технология изготовления полупроводниковых нанотрубок стыкуется с технологией СБИС, что позволяет использовать ее в расчетах, проектировании и изготовлении базовых элементов наноэлектроники, а потом и новых приборов наноэлектроники и наномеханики.

Особенности использования технологических процессов формирования наноструктур. В основу метода по получению полупроводниковых нанообъектов с использованием GaAs положен способ выращивания тонкой напряженной гетеропленки толщиной до нескольких монослоев на плоской подложке, последующем ее освобождении от связи с подложкой и самосвертыванием в трубку. Процесс самосвертывания протекает за счет действия межатомных сил в напряженной пленке с использованием структур InAs/GaAs.

Ниже более детально приведем возможности создания технологических процессов формирования наноструктур и наноприборов на их основе путем переноса атомов металла в мощном электрическом поле.

Процесс формирования наноструктур при переносе атомов. Рассмотрим систему из тонкого острия и одноатомного слоя на полупроводниковой подложке между которыми действует внешняя разность потенциалов U. Представим головку острия в виде шара с радиусом *R*, центр которого находится на расстоянии *A* от поверхности слоя.

Известно, что в этой системе на слой атомов действует механическая сила плотностью

$$F_n = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 E_z^2}{2}.$$
 (2)

где  $\varepsilon_0$  и  $\varepsilon_1$ — диэлектрические постоянные системы «вакуум — поверхностный слой»;  $E_z$  — суммарное значение нормальных составляющих электрического поля по обе стороны границы распределения.

Величина заряда на поверхности острия Q<sub>0</sub>

в системе «острие-слой» может быть определена с помощью выражения:

$$Q_0 = CU_0 \tag{3}$$

где C – электрическая емкость системы «остриеслой»,  $U_0 = U + \Delta \varphi$ ,  $\Delta \varphi = \varphi_e + \varphi_c$  – контактная разность потенциалов между острием и слоем). Для нахождения C возможно воспользоваться предельными условиями распределения потенциала на поверхности острия [6]:

$$U_f(x,z)\Big|_{\substack{x=0\\z=A-R}} = U_0,$$
 (4)

откуда имеем:  $C = \varepsilon_1 / \left| -\frac{1}{R} + \frac{1}{2A - R} \right|.$ 

Имея аналитическое выражение для потенциала U(x, z), возможно найти нормальную составляющую электрического поля  $E_{z}$  [6]:

$$E_{z}(x,z) = -\frac{\partial U(x,z)}{\partial z} =$$

$$= \frac{CU_{0}}{\varepsilon_{1}} \left( \frac{A-z}{\sqrt{\left[x^{2} + (A-z)^{2}\right]^{3}}} + \frac{A+z}{\sqrt{\left[x^{2} + (A+z)^{2}\right]^{3}}} \right).$$
(6)

Использование устройства для изготовления наноструктур.

Утройство для изготовления наноструктур [7] содержит узел управления перемещением острия и содержит блок задания величины тока, а для обеспечения большой скорости управления туннельным током - быстродействующий ключ. Ключ выполнен в виде фотодиода, емкость которого сопоставима с емкостью системы «остриеподложка». Ток фотодиода задается оптическим излучением высокоскоростной оптической линии передачи импульсов. Конструктивно линия реализована в виде оптоволоконного световода, во входное окно которого вводится излучение лазера, а открытый конец которого контролирует фотодиод [8]. Величина тока зависит от мощности излучения лазера и потерей канала связи, а частота импульсов определяется частотой переключения лазера. Частота линий передачи может достигать десятков терагерц.

#### Выводы

1. Использование комбинированных комплексов в составе установок электронной и сканирующей туннельной литографий дает возможность получать образцы наноприборов, состоящих из наноструктур размером менее 10 нм, соответствующих нескольким десяткам атомных слоев.

Институт кибернетики им. В.М. Глушкова НАН Украины 2. При использовании такого технологического процесса необходима разработка устройств для управления свойствами наноструктур путем вариации геометрии и структурного состава элементов наноструктур.

3. Приведенный перечень основных технологических подходов по формированию наноструктур позволяет также говорить о значительных возможностях метода, в основу которого положен процесс сборки наноэлементов атом за атомом или молекула за молекулой с использованием явлений самоорганизации.

4. Создание электронного прибора нанометровых размеров может быть осуществлено путем сочетания технологии формирования наноструктур в системе «острие-подложка» и наличия узла управления для высокоскоростного построения задаваемых программно наноэлементов.

#### Литература

(5)

- Ходаковский Н.И., Золот А.И. Использование баз данных кластерных структур при построении технологических процессов создания компонентов наноприборов. // V Международная научно-техническая конференция "Электроника и информатика – 2005", Москва – Зеленоград. 23-25.11.2005, С.337 – 238.
- Золот А.И., Ходаковский Н.И. Исследование физико-технологических процессов формирования наноструктур для создания наноприборов и управления их свойствами // Управляющие системы и машины.- 2007, №1.- С. 48 – 52.
- 3. Патенты Украины: №№ UA39552, UA77015, UA90571.
- Обухов И.А. О возможности применения СТМ-АСМ литографии для содания новых типов квантовых приборов // Микросистемная техника.- 2003, №6.- С.34-37.
- 5. *Обухов И.А.* Моделирование переноса заряда в мезоскопических структурах. Севастополь: «Вебер», 2005, - 226 с.
- Золот А.И., Ходаковский Н.И., Яворский И.А. Модель процесса переноса атомов при формировании наноструктур. // V Международная научно-техническая конференция "Электроника и информатика – 2005", Москва – Зеленоград. 23-25.11.2005, С.20 – 21.
- Золот А.І., Ларкін С.Ю., Ходаковський М.І., Коржинський Ф.Й., Мержвинський П.А. Пристрій для виготовлення наноструктур.- Патент України на винахід UA 80154.- Бюл. №13, 2007 р.
- 8. Вербицкий В.Г. Ионные технологии в электронике.- К.: МП «Леся».- 2002.- 376 с.

#### УДК: 621.318.4:616

В.І. Зубчук, канд. техн. наук<sup>1</sup>, Е.І. Крючков, канд. техн. наук<sup>2</sup>, В.Е. Орел, д-р біол. наук<sup>1,2</sup>, О.Ю. Рихальський<sup>1</sup>

## Механомагнітохімічний реактор для синтезу нанокомпозитів протипухлинної терапії

У роботі розглядається технологія механомагнітохімічного синтезу протипухлинного нанокомпозиту. Розроблено структурну схему, конструкцію та виготовлено механомагнітохімічний реактор для синтезу протипухлинного нанокомпозиту на основі магнітних наночасток Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> з КСІ та докосорубіцину. Проведено спектрофотометричні дослідження нанокомпозиту з метою оцінки ефектів модифікації докосрубіцину при механомагнітохімічному синтезі.

Α mechanomagnetochemical synthesis technology of antitumor nanocomposite for cancer therapy is considered, a flow diagram is developed, and a mechanomagnetochemical reactor for synthesis of nanocomposite for cancer therapy on the basis of magnetic nanoparticles of Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> with KCI and doxorubicin is produced. Spectrophotometric researches of the nanocomposite in optical range for the purpose of estimation of possible doxorubicin modification effects after mechanomagnetochemical synthesis were conducted.

Ключові слова: механомагнітохімічний синтез, реактор, магніточутливий нанокомпозит, доксорубіцин, вільні радикали, спектрофотометричний аналіз.

#### Вступ

В останнє десятиліття у онкологічній клінічній практиці починають все ширше застосовуватися для діагностики та терапії злоякісних новоутворень нанокомпозити (НК) на основі наночасток пара- й феромагнітних матеріалів і протипухлинних препаратів, перспективність застосування яких засвідчують експериментальні та клінічні дослідження [1].

На сьогодні найбільшого поширення набула ідея використання НК для лікування злоякісних пухлин, яка полягає у можливості його локальної концентрації за допомогою магнітного поля у патологічній зоні й наступного розігріву тканин за допомогою змінного електромагнітного поля (ЕМП).

Інша ідея застосування НК у клінічній практиці полягає у можливості цілеспрямованої доставки медичних препаратів. В даному випадку необхідно, щоб препарат був зв'язаний із магнітним носієм, наприклад, магнітними наночастками Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub>. Для підвищення біодоступності HK до патологічного вогнища теж доцільно використовувати локальне/регіонарне електромагнітне опромінення радіочастотного діапазону, яке суттєво збільшує потік крові в області пухлини і, як наслідок, покращує протипухлинну дію препарату. В цьому випадку електромагнітна гіпертермія повинна бути помірною і не підвищувати температуру тканин більш ніж на 0,5-1,5 °C. Однак технологія синтезу магніточутливих НК ще не є досконалою й потребує детального вивчення.

Серед основних проблем, що стримують широке впровадження в клінічну практику комплексного лікування онкологічних хворих з використанням магніточутливих НК при локальному розігріві тканин змінним ЕМП можна зазначити: незначна поверхнева селективність мікро- і наночасток між злоякісними та нормальними клітинами, негативний вплив сильних електромагнітних полів на тканини і органи; побічні ефекти накопичення НК в інших тканинах та органах [2].

Метою даної роботи є розробка та дослідження технології механомагнітохімічного синтезу (MMXC) НК та відповідного реактору для її реалізації.

#### Розробка конструкції реактору для реалізації механомагнітохімічного синтезу нанокомпозитів

Найбільш близькою до механомагнітохімічної технології, що розробляється, є технологія механохімічного синтезу, яка базується на активації механохімічних реакцій у речовині чи композиті внаслідок механічного впливу [3]. При механохімічних реакціях, індукованих процесами механічного удару, або внаслідок контактної електризації зростає число парамагнітних центрів з вільними радикалами, які є активними протипухлинними факторами впливу на злоякісні новоутворення [4].

Механомагнітохімічна технологія - це метод сухого синтезу протипухлинного НК, який базується на інтеграції двох складових: механохімії та одночасного електромагнітного опромінення. Іншими словами, технологія ММХС полягає у механохімічній активації та електромагнітному опроміненні композиту магнітних мікро- та наночасток і протипухлинного препарату. Для цих цілей був розроблений реактор (рис. 1), що складається із наступних структурних блоків: високочастотного генератора (ВЧ-генератор) (1), механохімічного реактора (2), частотоміра (3), пульту керування (4).

За допомогою ВЧ-генератора ініціюється електромагнітне опромінення нанокомпозиту. До складу ВЧ-генератора входить блок живлення (1-1), блок генерації сигналу (1-2). Контроль за частотою сигналу, що генерується, здійснюється за допомогою частотоміру (3).

Механохімічний реактор має наступну конструкцію: аплікатор (2-10) встановлено на спеціальній підставці (2-9), яка розташована на верхній панелі самого реактора. В центрі та всередині аплікатора розташовується камера (2-8), в якій здійснюється безпосередній синтез НК. В центрі, один навпроти одного, біля аплікатора розташовуються постійні магніти різної полярності (2-6 та 2-7) по відношенню до камери, які утворюють постійне магнітне поле. Камера механічно зв'язана із лінійним двигуном (2-4), який забезпечує коливання камери із заданою частотою. Частота коливання камери задається через блок керування (2-2), який може корегувати процес управління підсилювачем потужності (2-3) лінійного двигуна в залежності від показань датчика положення (2-5). Живлення всіх елементів реактора забезпечується його власним блоком живлення (2-1).

Керування реактором здійснюється через пульт керування (4).

#### 2. Методика активації та синтезу магніточутливого нанокомпозиту

В роботі проводилось дослідження магніточутливого НК на основі наночасток Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> з KCl, діаметром 20–40 нм, отриманих із застосуванням технології електронно-променевого випаровування й конденсації у вакуумі неорганічних матеріалів [5] та протипухлинного препарату доксорубіцину (ДР).

Для використання  $Fe_3O_4$  з КСІ в експерименті його попередньо очищували від надлишку КСІ. Методика очищення була наступною: 500 мг  $Fe_3O_4$  з КСІ розчиняли в 5 мл дистильованої води та інкубували на водяній бані при постійному помішуванні. Потім проводили центрифугування отриманого розчину при 3000 об/хв і зливали надосадову рідину. Осад знову розчиняли в 5 мл дистильованої води, інкубували на водяній бані та центрифугували. Дану процедуру повторювали 3 рази. Отриманий очищений  $Fe_3O_4$  з КСІ висушували в термостаті за температури 60 °С.



Рис. 1. Структурна схема реактору для ММХС

Процедуру активації препарату або синтез проводили наступним чином. В активаційну камеру реактора поміщали або препарат, або суміш ДР та наночасток і три кульки, виготовлені із сталі 12Х18Н9Т. Останні безпосередню забезпечуючи механічні удари при синтезі чи механоактивації препаратів. Механо- або механомагнітохімічну активацію чи синтез проводили при одночасному підведенні механічної енергії 20 Вт/г з частотою коливання камери 30 Гц й дії електромагнітного поля (ЕМП) 40 МГц з вихідною потужністю 75 Вт та постійного магнітного поля 1900 А/м. Синтезований НК розчиняли у дистильованій воді.

#### 3. Дослідження спектрофотометричних характеристик магніточутливого нанокомпозиту

Спектрофотометричні дослідження НК на основі магнітних наночасток Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> з КСІ та ДР в оптичному діапазоні були проведені для оцінки ефектів модифікації молекул ДР при ММХС. Для цього використовувався апарат NanoDrop 1000 («Thermo Scientific», США). Спектральні залежності значення коефіцієнту екстинкції, який характеризує ослаблення пучка світла в речовині за рахунок сумісної дії поглинання та розсіювання світла, вимірювались по відношенню до дистильованої води.

Під час проведення досліджень було помічено, що достатньо велика частина ДР і наночасток після ММХА залишаються на поверхні камери, у якій проводиться синтез чи активація. За оціночними даними при використанні камери із полімерних матеріалів на її поверхні сорбується порядку 30±5% ДР, що не переходить у розчин. Для компенсації ефектів сорбції ДР внаслідок процедури активації пропонується вводити корективи в сторону збільшення концентрації ДР у НК.

Спектр екстинкції синтезованого НК із ДР та Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> з КСІ з розрахунковою концентрацією ДР 1,33 мг/мл у вихідному розчині порівняли до спектру офіціального ДР із такою ж концентрацією. Значення коефіцієнту екстинкції ДР в ультрафіолетовій частині спектру мали відносно великі флуктуації, що було пов'язано з кінцевим значенням роздільної здатності спектрофотометру. Тому концентрацію ДР у розчині оцінювали за допомогою коефіцієнту екстинкції при  $\lambda$  - 481 нм. В результаті проведення експерименту було встановлено, що концентрація ДР у надосадовому розчині НК була значно менша, ніж у контрольному розчині ДР в середньому на 35 -50 %. Дане явище могло безпосередньо вказувати на сорбцію ДР наночастками Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub>.

Однак, для реалізації протипухлинної дії, НК повинен у паталогічній зоні дисоціювати на медичний препарат та його носій. Враховуючи це, було проведено два додаткових досліди: 1) на розчин синтезованого НК після механомагнітохімічної активації (ММХА) діяли змінним ЕМП з частотою 40 МГц та потужністю 100 Вт, що могло спричинити появу явища магнітострикції у наночастках та внаслідок цього ініціювати десорбцію ДР від наночастинок; 2) дія на розчин композиту ультразвуком (УЗ) за допомогою апарату УЗДН-А, що могло б спричинити вихід ДР із наночастинок внаслідок механічних коливань. Результати спектральних досліджень коефіцієнту екстинкції зразків даних груп наведені на рис. 2.

Аналізуючи дані на рис. 2, слід зазначити, що спектри екстинкції для НК ДР і Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> з КСІ після ММХА без та з наступною дією ЕМП та УЗ майже не відрізнялися і вплив на розчин НК за допомогою ЕМП та УЗ не збільшує концентрацію ДР у вихідному розчині.

Для диференціації безпосереднього ефекту впливу механохімічної та механомагнітохімічної активації на ДР були проведені споктрофотометрічні дослідження трьох груп: 1 група – офіцінальний ДР; 2 група – механохімічно активований (МХА) ДР; 3 група - ММХА ДР.

Отримані залежності значень коефіцієнту екстинкції від концентрації офіціального, МХА та ММХА ДР у досліджуваних розчинах наведено на рис. 3.

Наведені на рис 3. залежності прямують до лінійних із середнім коефіцієнтом кореляції між лінійною апроксимацією та експериментальними даними  $R^2 = 0,989$ . З цього випливає, що коефіцієнт екстинкції можна використовувати для оцінки концентрації ДР у розчині. Рівняння апроксимуючих прямих залежностей коефіцієнту екстинкції від концентрації розчину наведено у табл. 1, де *k* – коефіцієнт екстинкції, *C* – концентрація ДР у розчині.

Таблиця 1. Результати	лінійної ап	іроксимації :	залежно-
стей коефіцієнту екстин	ікції від кон	центрації ро	озчину

Група	Рівняння	$R^2$
	апроксимуючої	
	прямої	
1. ДР	k = 0,232C + 0,011	0,986
2. МА ДР	k = 0,252C - 0,016	0,996
3. ММХА ДР	k = 0,221C - 0,019	0,986

Характер залежностей, зображених на рис. 3, та відповідних їм рівнянь ліній апроксимації не дають в повній мірі оцінювати модифікацію ДР в результаті процедури МХА та ММХА, оскільки значення коефіцієнтів екстинкції зразків усіх 3 груп мали невеликі розбіжності, які були зумовлені методичною похибкою експерименту. Тому, для аналізу спектрів екстинкції ДР було вирішено ввести додаткові параметри окрім локального максимуму екстинкції при довжині хвилі  $\lambda_3 = 481$  нм в діапазоні довжин хвилі 400-600 нм: локальні максимуми, які відповідали довжині хвилі  $\lambda_1 = 232$  нм та  $\lambda_2 = 250$  нм і локальний мінімум при довжині хвилі  $\lambda_{min} = 334$  нм. Оскільки, в результаті процедур МХА та ММХА змінювалися амплітудні значення коефіцієнтів екстинкції, то для оцінки модифікації молекул ДР використовували відношення  $\lambda_i/\lambda_{min}$ , де  $\lambda_i = \lambda_1$ ,  $\lambda_2$  або  $\lambda_3$ , Залежність відношення  $\lambda_3/\lambda_{min}$  від концентрації ДР у розчині наведено на рис. 4.



Рис. 2. Спектри екстинкції ДР (1) та НК ДР і Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> з КСІ після ММХА без (2) та з наступною дією ЕМП (3) та УЗ (4)



Рис. 3. Залежності коефіцієнту екстинкції ДР, МХА та ММХА ДР від концентрації розчину при  $\lambda$  = 481нм



Рис. 4. Залежності відношення  $\lambda_3 / \lambda_{min}$  від концентрації у розчинах офіцінального ДР, МХА та ММХА ДР

Аналізуючи наведені на рис. 4 графіки, можна відмітити, що при концентраціях ДР в межах 1,5 – 3 мг/мл у розчинах усіх 3 груп, відношення  $\lambda_3/\lambda_{min}$ є постійним і не залежить від концентрації. При концентраціях ДР у вихідних розчинах менше 1,5 мг/мл спостерігаються вже достатньо суттєві коливання відношення  $\lambda_3/\lambda_{min}$  в залежності від концентрації.

Самі криві для ДР після МХА та ММХА мали достовірно менше значення  $\lambda_3/\lambda_{min}$  у порівнянні із кривою офіцінального ДР, що свідчило про зміну спектральних характеристик розчинів активованого ДР і, як наслідок, модифікацію молекул ДР. Проте, слід провести додаткові дослідження щоб мати змогу однозначно судити про збільшення або зменшення протипухлинної активності МХА або ММХА ДР.

#### Висновки

У даній роботі було розроблено структурну схему, конструкцію та виготовлено механомагнітохімічний реактор для синтезу протипухлинного нанокомпозиту. Проведені випробування та пілотні дослідження механомагнітохімічного реактору свідчать про перспективність наступних доклінічних досліджень механохімічно синтезованих нанокомпозитів на основі Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> з КСІ та протипухлинного препарату доксорубіцину за умов введення корекції в концентрацію доксорубіцину у нанокомпозиті через можливі ефекти його сорбції наночастинками та поверхнею робочої камери під час синтезу або активації препарату. Проведені спектрофотометричні дослідження механомагнітохімічно активованого доксорубіцину свідчать про модифікацію його молекул внаслідок процедури активації, але необхідно провести додаткові дослідження щодо більш детального вивчення впливу змін властивостей активованого доксорубіцину на його протипухлинну активність.

#### Література

- Targeted magnetic iron oxide nanoparticles for tumor imaging and therapy / X.H. Peng, X. Qian, H. Mao [et al.] // Int. J. Nanomedicine. – 2008. – Vol. 3, N 3. – P. 311–321.
- Intracranial thermotherapy using magnetic nanoparticles combined with external beam radiotherapy: results of a feasibility study on patients with glioblastoma multiforme / K. Maier-Hauff, R. Rothe, R. Scholz [et al.] // J. Neur. Oncol. – 2006 – Vol. 81, N 1. – P. 53–60.
- Wetting properties of silicon films from alkylpassivated particles produced by mechanochemical synthesis / M. J. Fink, S. Hallmann, B. S. Mitchell // Journal of Colloid and Interface Science. – 2010. – Vol. 348. – P. 634–641.
- Mechanochemically activated doxorubicin nanoparticles in combination with 40 MHz frequency irradiation on A–549 lung carcinoma cells / V. Orel, Y. Kudryavets, N. Bezdenezhnih [et al.] // Drug Delivery. – 2005. – Vol. 12. – P. 171–178.
- Мовчан Б.А. Электронно-лучевая нанотехнология и новые материалы в медицине первые шаги // Вісн. фармакол. і фармації. – 2007. – № 12. – С. 5–13.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Национальный технический университет Украины

<sup>«</sup>Киевский политехнический институт»

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Национальный институт рака МОЗ Украины

#### УДК 621.372.41

В.И. Лапчинский, А.В. Мачулянский, канд. техн. наук, Д.Д. Татарчук, канд. техн. наук, Т.Л. Волхова, канд. техн. наук

#### Металлодиэлектрические нанокомпозитные структуры

Исследовано влияние состава нанокомпозитных структур АІ-полимер на их диэлектрические свойства в СВЧ диапазоне.

Приведены экспериментальные зависимости коэффициентов пропускания и отражения электромагнитной волны, действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости исследуемых образцов от объемной доли дисперсной фазы.

The influence of nanocomposite structures Al-polymer at its dielectric properties in microwave range is investigated. The graphs of experimental dependences of transmission and reflection coefficients of electromagnetic waves, the real and the imaginary part of dielectric permittivity of the samples, as well as of the volume fraction of the dispersed phase are represented.

Ключевые слова: нанокомпозит, коэффициент отражения, коэффициент прохождения, диэлектрическая проницаемость.

#### Введение

Широкое применение телекоммуникационных систем приводит к необходимости повышения быстродействия, удешевления и миниатюризации устройств связи.

Для решения этих задач необходимо применение новых материалов. Одним из перспективных направлений в создании таких материалов является использование нанокомпозитных структур. На их основе создаются материалы для микроэлектронной технологии, а именно пасты для внутрисхемных соединений, припайные, резистивные пасты защитные покрытия и другие технологические материалы [1], [2].

Хотя такие композиционные материалы уже долгое время используются, и исследования в этой области ведутся очень интенсивно, пока еще не полностью изучено влияние их состава на диэлектрические свойства этих материалов. Так, например, несмотря на многочисленные попытки, не существует точного решения даже для простейшей модели – гетерогенной системы. Теоретические исследования гетерогенных систем, представляющих собой совокупность неоднородностей с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_d$  и общей объемной долей q, вкрапленных в среду (матрицу) с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_m$  [3] не дают однозначного результата,

что указывает на необходимость дополнительных исследований. Поэтому определение влияния состава композиционных материалов на их свойства является актуальной задачей, решение которой позволит создавать материалы с заданными электрофизическими свойствами.

Цель данной работы – исследование влияния состава нанокомпозитных структур на их диэлектрические свойства.

#### Методы исследований

Для экспериментальных исследований использовался метод энергетических коэффициентов [4].

В качестве измерительной установки использовался панорамный измеритель P2-61. На рис.1 показан измерительный узел, представляющий собой отрезок разъемного волноводного тракта, в полости которого размещается исследуемый образец. [4].



Рис. 1. Измерительный узел: 1 – отрезок разъемного волноводного тракта; 2 – исследуемый образец

Исследуемые нанокомпозитные системы были получены на основе полимерных материалов с комплексными диэлектрическими про-

ницаемостями 
$$\epsilon_{m1}^* \approx 2,73 - j0,19$$
 и

$$\epsilon_{m2}^* \approx 2,05 - j0,07$$

В качестве наполнителя были использованы нанодисперсные порошки алюминия, с размером частиц от 60 до 200 нанометров.

Образцы изготавливались путем электромеханического перемешивания дисперсной фазы с материалом матрицы.

Известно, что в случае нормального падения излучения коэффициент отражения определяется соотношением [5]:

$$R = \left( \left| \frac{N^* - N_e^*}{N^* + N_e^*} \right| \right)^2 \tag{1}$$

где *N*<sup>\*</sup> - комплексный показатель преломления материала, *N*<sup>\*</sup><sub>e</sub> - комплексный показатель преломления прилегающей к нему области. Коэффициент пропускания, с учетом закона Бугера и отражения на границах образца, описывается следующим выражением:

$$T = (1 - R)^2 e^{-\alpha \cdot d}$$
 (2)

где *d* - толщина материала, α - коэффициент экстинкции материала,

$$(1-R)^2 = \left(4\frac{N^*N_e^*}{(N^*+N_e^*)^2}\right)^2$$
 - коэффициент, учи-

тывающий отражение на границах образца.

Комплексный показатель преломления материала определяется формулой:

$$N^* = \sqrt{\epsilon^* \mu^*} \tag{3}$$

где ε<sup>\*</sup>- комплексная диэлектрическая проницаемость материала. Для немагнитных материалов можно считать, что μ = 1.

По измеренным значениям коэффициентов отражения и прохождения из выражений (1)-(3) рассчитаны значения комплексной диэлектрической проницаемости.

#### Результаты эксперимента

Зависимости коэффициентов пропускания и отражения электромагнитной волны нанокомпозитных материалов от объемной доли дисперсной фазы в частотном диапазоне 8-12 ГГц представлены на рис. 2.

Из зависимостей, приведенных на рис. 2 следует, что при увеличении объемной доли дисперсной фазы коэффициент отражения увеличивается, а коэффициент пропускания уменьшается. При объемной доле дисперсной фазы более 0,4 коэффициент прохождения составляет менее 0,006.

Зависимости действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости исследуемых композиционных материалов представлены на рис. 3. Действительная и мнимая части комплексной диэлектрической проницаемости возрастают с увеличением объемной доли дисперсной фазы. При объемной доле более 0,4 действительная часть комплексной диэлектрической проницаемости возрастает почти на порядок для полимера 2 и в шесть раз для полимера 1. Таким образом, изменяя объемную долю дисперсной фазы можно изменять диэлектрическую проницаемость нанокомпозитных систем в широких пределах.



Рис. 2. Зависимости коэффициента пропускания (а) и коэффициентов отражения (б) нанокомпозитных структур от объемной доли дисперсной фазы



Рис.3. Зависимости действительной (а) и мнимой (б) частей диэлектрической проницаемости образцов от объемной доли дисперсной фазы

#### Выводы

Получены зависимости энергетических коэффициентов отражения и пропускания от изменения объемной доли дисперсной фазы в пределах от 0,1 до 0,7 для нанодисперсных композитных структур алюминий-полимер, в диапазоне частот 8-12 ГГц. Рассчитаны зависимости действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости образцов от объемной доли дисперсной фазы.

Установлено, что при объемной доле дисперсной фазы  $q \ge 0,4$  нанодисперсные композитные структуры алюминий-полимер, в сантиметровом диапазоне длин волн имеют коэффициент пропускания не более 0,006.

Определены зависимости действительной и мнимой компонент диэлектрической проницаемости от состава нанодисперсных композитных структур.

Установлено, что изменяя объемную долю дисперсной фазы нанодисперсных композитных структур полимер-алюминий в пределах от 0,1 до 0,4 можно изменять действительную часть диэлектрической проницаемости почти на порядок.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

#### Литература

- James E. Morris, "Nanopackaging: Nanotechnologies and Electronics Packaging", Springer, ISBN 978-0-387-47325-3, 2008, 543 pp.
- Интегральные микросхем и основы их проектирования: Учебник для техникумов. – 2-е изд., перераб. и доп. / И.М. Николаев, Н.А. Филинюк. – М.: Радио и связь, 1992. – 424 с.: ил.. – ISBN 5-256-00860-9
- А.В. Мачулянский Моделирование ультрадисперсных металлодиэлектрических систем // «Электроника и связь», 2000, №9, с.123-125.
- W.E. Courtney Analysis and Evaluation of a Method of Measuring the Complex Permittivity and Permeability of Microwave Insulator // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 18, 1970, pp. 476-485.
- Матвеев А.Н. Оптика: Учеб. Пособие для физ. спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1985. – 351 с.

### Твердотельная электроника

УДК 621.382.383

А.Ю. Очеретный, Ю.В. Прокопенко, канд. техн. наук, В.И. Молчанов, канд.техн. наук, Ю.М. Поплавко, д-р физ.-мат. наук

## Измерение диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрической пленки на основе копланарной линии передачи СВЧ

Предложен метод измерения комплексной диэлектрической проницаемости сегнетоелектрической пленки, интегрированной в копланарную линию передачи. Метод основан на двух-портовом измерении частотной зависимости комплексной матрицы рассеяния отрезка копланарной линии и аппроксимации этой зависимости теоретической, рассчитанной на основе метода конечных элементов.

The measurement technique for measurement of complex permittivity of ferroelectric film integrated to coplanar line is discussed. The technique is based on two-port measurement of complex scattering matrix in frequency domain and its approximation by theoretical dependence simulated by the finite elements method.

Ключевые слова: сегнетоэлектрическая пленка, копланарная линия, измерение, диэлектрическая проницаемость, тангенс диэлектрических потерь, характеристическое сопротивление.

#### Введение

Сегнетоэлектрические пленки находят применение как конденсаторные материалы, как элементы памяти [1] и как компоненты электрически управляемых устройств [2]. При конструировании таких устройств необходимо достоверно измерять диэлектрическую проницаемость и потери пленок. СВЧ свойства тонких пленок существенно отличаются от свойств объемных образцов материалов, из которых они изготовлены [3]. Тонкая пленка наносится на подложку, которая имеет отличающиеся тепловые и механические свойства. Это приводит к изменению свойств пленки, которые могут быть как желательными, так и неприемлемыми для использо-Твердые вания в электронике. растворы (Ba, Sr) TiO<sub>3</sub> (BST) являются одними из наиболее изученных материалов для перестраиваемых СВЧ устройств. Диэлектрическая проницаемость є пленки при нанесении на подложку снижается до 10 раз по сравнению с проницаемостью объемных образцов. Температурная

зависимость диэлектрической проницаемости может также существенно ослабляться. Поэтому пленка толщиной 0.1-1 мкм, будучи нанесенной на подложку с  $\varepsilon \sim 10 - 25$  и тангенсом диэлектрических потерь tg $\delta \sim 10^{-4}$ , может иметь проницаемость  $\sim 200 - 2000$ , тогда как потери составляют tg $\delta \sim 0.01 - 0.05$  [4].

Для изготовления тонких пленок используются различные физические и химические методы. От конкретного метода нанесения и его параметров существенно зависят как структура, так и свойства пленки. Поэтому для оптимизации процесса нанесения пленок также необходимо иметь достоверный метод измерения их свойств, пригодный для использования на разных стадиях технологического процесса. Изготовленная пленка подлежит использованию в конкретном устройстве, для создания которого на ее поверхность наносится специальная система проводников. Геометрия такой системы непосредственно зависит от диэлектрической проницаемости и потерь пленки. В то же время нанесенные электроды могут изменять диэлектрическую проницаемость и потери в пленке. Поэтому весьма желательно, чтобы измерение тонких пленок было проведено на структурах с нанесенными электродами.

Одна из самых распространенных структур электродов в СВЧ устройствах образует копланарную линию (рис.1). Наличие сегнетоэлектрической пленки позволяет строить на основе такой структуры управляемые фазовращатели [5] и другие управляющие устройства. Ниже рассматриваются вопросы измерения диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрической пленки, интегрированной в копланарную линию передачи.

## 1. Интегральные характеристики копланарной линии на подложке с сегнетоэлектрической пленкой

Электродинамическая задача для приведенной на рис.1 структуры решена методом конечных элементов. Электромагнитное поле квази-TEM типа описывалось продольной компонентой электрического векторного потенциала и скалярным электрическим потенциалом с использованием условия калибровки Лоренца. В итоге задача сведена к дифференциальному уравнению в частных производных относительно скалярного электрического потенциала  $\phi$ :

$$\nabla \left( \varepsilon(\mathbf{y}) \nabla \varphi \right) + \varepsilon^2 \left( \mathbf{y} \right) \frac{\omega^2}{c^2} \varphi = \mathbf{0}, \qquad (1)$$

где  $\omega$  – круговая частота, c – скорость света в вакууме,  $\varepsilon(y)$  – функция поперечного распределения относительной диэлектрической проницаемости.

заземляющие электроды сигнальный электрод



сегнетоэлектрическая пленка

Рис. 1. Копланарная линия на подложке с сегнетоэлектрической пленкой

подложка

Решение уравнения (1) позволяет найти интегральные характеристики копланарной линии: характеристическое сопротивление *Z* и эффективную диэлектрическую проницаемость  $\varepsilon_{adb}$ :

$$Z = Z_0 \frac{V^2}{\sum_{i=1}^N \sqrt{\varepsilon_i} \iint_{S_i} \left( \left( \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)^2 \right) dx dy},$$
(2)

$$\varepsilon_{\Im \Phi} = \frac{\sum_{i=1}^{N} \left( \varepsilon_{i} \iint_{S_{i}} \left( \left( \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)^{2} + \left( \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)^{2} \right) dx dy \right)}{\iint_{S} \left( \left( \frac{\partial \varphi_{1}}{\partial x} \right)^{2} + \left( \frac{\partial \varphi_{1}}{\partial y} \right)^{2} \right) dx dy}, \quad (3)$$

где  $Z_0 \approx 120\pi$  Ом – характеристическое сопротивление свободного пространства, V – напряжение между электродами, N – количество областей с различной диэлектрической проницаемостью,  $\varepsilon_i$  – относительная диэлектрическая проницаемость *i*-й области,  $S_i$  – площадь поперечного сечения *i*-й области,  $\phi_1$  – решение задачи (1) при  $\varepsilon_i = 1, i = \overline{1, N}$ .

Зависимости характеристического сопротивления и эффективной диэлектрической проницаемости копланарной линии, размещенной на подложке с нанесенной сегнетоэлектрической пленкой, показаны на рис.2.



Рис. 2. Зависимости характеристического сопротивления (а) эффективной диэлектрической проницаемости (б) копланарной линии от толщины и относительной диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрической пленки, нанесенной на подложку с є<sub>п</sub>=10

#### 2. Методика измерения относительной диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрической пленки

Для измерения относительной диэлектрической проницаемости и тангенса диэлектрических потерь тонких пленок использовалась измерительная ячейка, показанная на рис. 3. Пленки наносились методом лазерной абляции на подложки, изготовленные из монокристаллического MgO, ориентации (001). Тонкие пленки Ва<sub>0.7</sub>Sr<sub>0.3</sub>TiO<sub>3</sub> наносились с помощью импульсного эксимерного лазера. Нанесение производилось при температуре 780°C в атмосфере кислорода под давлением 50 мм рт. ст. Толщина полученных пленок составляла примерно 500 нм. Пленки также отжигались при температуре 1050°С в атмосфере кислорода под давлением 1 атм в течение 24 часов.



#### Рис. 3. Структура для измерения электрофизических параметров сегнетоэлектрической пленки

Измерения частотной зависимости параметров рассеяния проводились при помощи векторного панорамного измерителя HP 8510C в диапазоне 8 – 12 ГГц.

Матрица рассеяния отрезка копланарной линии длиной *I*, подключенная к портам с характеристическим сопротивлением *Z*<sub>1</sub> рассчитывается из выражений:

$$S_{11} = j \frac{\left(Z^2 - Z_1^2\right) \sin(\gamma l)}{2ZZ_1 \cos(\gamma l) + j\left(Z^2 + Z_1^2\right) \sin(\gamma l)}, \qquad (4)$$

$$S_{21} = \frac{2ZZ_1}{2ZZ_1 \cos(\gamma I) + j(Z^2 + Z_1^2)\sin(\gamma I)},$$
 (5)

где  $\gamma = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{\Im \Phi}}}{c}$  — постоянная распространения

в копланарной линии.

Измеренные частотные зависимости параметров комплексной матрицы рассеяния аппроксимировались формулами (4) и (5) по методу наименьших квадратов:

$$\min_{\left(\epsilon_{\Pi\Pi}, tg\delta\right)} \sum_{k} \sigma_{k} \left( S_{k}^{UM} - S(f_{k}, \epsilon_{\Pi\Pi}, tg\delta) \right)^{2}, \tag{6}$$

где  $\sigma_k$  – весовые множители,  $S_k^{U3M}$  – измеренное значение S-параметра на частоте  $f_k$ ;  $S(f_k, \varepsilon_{\Pi\Pi}, tg\delta)$  – значение S-параметра на той же частоте  $f_k$ , вычисленное для образца с комплексной диэлектрической проницаемостью сегнетоэлектрической пленки  $\dot{\varepsilon}_{\Pi\Pi} = \varepsilon_{\Pi\Pi} (1 - j tg\delta)$ ,  $\varepsilon_{\Pi\Pi}$ ,  $tg\delta$  – относительная диэлектрических потерь сегнетоэлектрической пленки. Весовая функция используется для усиления влияния тех точек,

которые имеют наивысшую чувствительность и уменьшения влияния точек, подверженных большим погрешностям.

На рис.4 приведены измеренные и рассчитанные после решения задачи аппроксимации частотные зависимости комплексных коэффициентов прохождения и отражения для структуры, приведенной на рис.3.







Относительная погрешность измерения диэлектрической проницаемости пленки может быть найдена как погрешность косвенных измерений:

$$\delta \varepsilon_{\Pi \Pi} = \frac{1}{\left|\Theta_{\varepsilon_{\Pi \Pi}}^{S}\right|} \times$$

$$\times \sqrt{\left(\delta S\right)^{2} + \left(\Theta_{d}^{S} \delta d\right)^{2} + \left(\Theta_{l}^{S} \delta l\right)^{2} + \left(\Theta_{h}^{S} \delta h\right)^{2} + \left(\Theta_{\varepsilon_{\Pi}}^{S} \delta \varepsilon_{\Pi}\right)^{2}}$$
(7)
  
где  $\Theta_{\beta}^{\alpha} = \frac{\beta}{\alpha} \frac{\partial \alpha}{\partial \beta} -$ чувствительность параметра
 $\alpha$  к изменению параметра  $\beta$ ,  $\partial \beta$  – относитель-

ная погрешность измерения параметра β, *S* – измеряемый параметр матрицы рассеяния, ε<sub>п</sub> – относительная диэлектрическая проницаемость подложки, *h* – толщина подложки.

Анализ выражения (7) показывает, что наибольший вклад в погрешность измерения относительной диэлектрической проницаемости оказывает погрешность измерения толщины пленки. Оценки показывают, что при измерении толщины пленки рефлектометром с абсолютной погрешностью 10 нм, относительная погрешность измерения диэлектрической проницаемости пленки толщиной 500 нм и проницаемостью 200 будет составлять около 10%. Погрешность растет с уменьшением толщины и относительной диэлектрической проницаемости пленки. Погрешность измерения тангенса диэлектрических потерь пленки больше погрешности измерения относительной диэлектрической проницаемости из-за меньших чувствительностей изменению тангенса диэлектрических потерь пленки  $\Theta_{tg\delta}^S$ . Оценки показывают, что для пленок толщиной 500 нм с относительной диэлектрической проницаемостью 200 погрешность измерения тангенса диэлектрических потерь составляет более 30%.

Описанная методика была также апробирована для измерения сегнетоэлектрических пленок, нанесенных на полуизолирующую кремниевую подложку золь-гель методом. Некоторые результаты этих исследований приведены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты исследования сегнетоэлектрических пленок, нанесенных на кремниевую подложку золь-гель методом

Состав сегнетоэлектриче-	Температура	Толщина	Относительная диэлек-
ской пленки	отжига, °С	пленки, 10 <sup>-6</sup> м	трическая проницаемость
Pb(Ti,Zr)O <sub>3</sub>	700	0.35	90±15
Pb(Ti,Zr)O <sub>3</sub>	800	0.35	120±15
(Ba,Sr)TiO <sub>3</sub>	650	0.2	125±30
(Ba,Sr)TiO <sub>3</sub>	750	0.2	250±40

#### Выводы

Предложен метод измерения относительной диэлектрической проницаемости и тангенса диэлектрических потерь сегнетоэлектрических пленок, нанесенных на подложку копланарной линии. Метод основан на двух-портовых измерениях частотной зависимости комплексной матрицы рассеяния отрезка копланарной линии с сегнетоэлектрической пленкой и аппроксимации этих зависимостей теоретическими, рассчитанными на основе метода конечных элементов.

Предложенная методика апробирована для сегнетоэлектрических пленок (Ba,Sr)TiO<sub>3</sub>, нанесенных на подложки, изготовленные из монокристаллического MgO, методом лазерной абляции, а также пленок Pb(Ti,Zr)O<sub>3</sub> и (Ba,Sr)TiO<sub>3</sub>, нанесенных на полуизолирующую кремниевую подложку золь-гель методом. Относительная погрешность метода для пленок толщиной 500 нм с относительной диэлектрической проницаемостью 200 составляет около десяти процентов для относительной диэлектрической проницаемости и около 30% для тангенса диэлектрических потерь. Погрешность измерения возрастает с уменьшением толщины пленки и ее относительной диэлектрической проницаемости и тангенса диэлектрических потерь.

#### Литература

- Hidemi Takasu. The Ferroelectric Memory and its Applications // Journal of Electroceramics.– 2000.–vol. 4.– pp. 327-338.
- Tagantsev A.K., Sherman V.O., Astafiev K.F., Venkatesh J. and Setter N. Ferroelectric materials for tunable applications // Journal of Electroceramics.- 2003.- vol. 11.- pp. 5-66.
- Shaw T.M., Trolier-McKinstry S., and McIntyre P.C.. The Properties of Ferroelectric Thin Films at Small Dimensions // Annu. Rev. Mater. Sci..– Vol. 30.– 2000.– pp. 263-98.
- Gevorgian S.S., and Kollberg E.L. Do we really need ferroelectrics in paraelectric phase only in electrically controlled microwave devices? // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. .– 2001.– vol. 49.– N11.– pp.2117-2123.
- Kim B.J., Baik S., Poplavko Y. and Prokopenko Y. Epitaxial BST thin film as microwave phase shifter // Integrated Ferroelectrics.– 2001.–Vol. 34.– pp.207-214.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

#### UDC 621

S.N. Grigorov<sup>1</sup>, A.V. Taran<sup>1</sup>, V.S. Taran<sup>2</sup>, A.I. Timoshenko<sup>2</sup>

## Preparation and structure of CuInSe<sub>2</sub> thin films for solar cells at low substrate temperatures

CIS epitaxial films were grown on (001) KCI surface with PbS sublayer and on glass-ceramic at 400°C. Annealing of the ( $\alpha + \beta$ )-CIS films on glass-ceramic, in two-step vacuum-arc plasma discharge at 550°C provided the formation of a homogeneous large-crystalline  $\alpha$ -CIS.

Эпитаксиальные плёнки CIS были выращены на (001) КСІ с подслоем PbS при 400°C. Отжиг плёнок ( $\alpha + \beta$ )-CIS на ситалле в несамостоятельном газовом разряде при 550 °C приводит к образованию фазы  $\alpha$ -CIS.

Ключевые слова: халькопирит меди, солнечный элемент, структура, фазовый состав, электронная микроскопия.

#### Introduction

Ternary semiconductor compounds based on CulnSe<sub>2</sub> ( $\alpha$ -CIS) are of great interest for the production of solar cells and other optoelectronic devices [1,2]. Their utilization in such areas places more stringent requirements upon the structure of the obtained ternary compounds. Traditionally, the synthesis of large-crystalline CuInSe<sub>2</sub> semiconductor films takes place at rather high substrate temperatures (600-650°C). In recent years, due to production of solar cells on flexible polyamide substrates, a demand arose for the development of preparation methods of  $\alpha$ -CIS films having a perfect structure at relatively low substrate temperatures (< 450°C) [3]. There are only few works aimed at oriented growth of CulnSe<sub>2</sub> thin films. Those are grown mainly by molecular beam epitaxy on various substrates. Different crystal modifications of CulnSe<sub>2</sub> phase are revealed in the films so obtained, the film microstructure being characterized by presence of various defects (dislocations, nanotwins, stacking defects, antiphase boundaries). In this work, to study the CulnSe<sub>2</sub> film structure formation at low substrate temperature, three-component Cu-In-Se films of variable composition have been prepared using the Vekshinsky technique and the structure and phase composition have been studied.

#### 1. Preparation of Cu-In-Se thin films

The Cu-In-Se films were prepared in a standard VUP-5 vacuum device in 5\*10<sup>-3</sup> Pa vacuum on (001) KCI crystals with a thin PbS sublayer and glass-ceramic at  $T_{sub} = 400^{\circ}$ C. The KCI crystals were

placed on a long substrate, one side of which was positioned right opposite to the evaporator of copper and the other one to the indium selenide crucible, both at 100 mm distance. The evaporation was done simultaneously. This provided films of variable composition changing from one spot to other, so a broad spectrum of compounds of the ternary Cu-In-Se system was formed along the substrate. To prepare the films, a 99,999 % purity In<sub>2</sub>Se<sub>3</sub> powder and copper (99,9999 % purity) were used. Indium selenide and copper were evaporated from alundum crucible and molybdenum boat, respectively. The structure of the obtained samples was examined using a PEM-125K transmission electron microscope.

The additional annealing of the CIS films, obtained by the Vekshinsky technique on glassceramic, in two-step vacuum-arc plasma discharge at 550°C was carried out.

#### 2. Phase composition and structure

The films of variable composition have been investigated by transmission electron microscopy. Only two types of films that can be distinguished by their differing structures were revealed by TEM. The film with a tetragonal lattice was formed on KCI/PbS crystals located in front of copper evaporator Fig. 1a, whereas the two-phase film having a tetragonal and hexagonal crystallites formed in front of a crucible containing indium selenide Fig. 1b.

The  $\alpha$ -CIS (CuInSe<sub>2</sub>) and  $\beta$ -CIS (CuIn<sub>3</sub>Se<sub>5</sub>) phases have a tetragonal lattice, whereas the  $\gamma$ -CIS (CuIn<sub>5</sub>Se<sub>8</sub>) phase has a hexagonal one. The film having a tetragonal lattice is presented in Fig.1a. Besides the strong Bragg reflections of (220) and (400) types attributed to  $\alpha$ -CIS, additional reflections at positions (002) and (110), revealed. For ideal  $\alpha$ -CIS structure the (002) and (110) type reflections are not allowed. These reflections originate from the  $\beta$ -CIS phase with ordered vacancies in copper sub-lattice.

The set of main reflections (200), (220) and (400)  $\beta$ -CIS, PbS and their geometry confirms epitaxial growth of the  $\beta$ -CIS on the (001) PbS. The  $\beta$ -CIS crystallites grow on the (001) PbS surface in two equivalent epitaxial orientations: (001), [100]  $\beta$ -CIS || (001), [100]  $\mu$  [010] PbS.

This set contains (101) type reflection from the  $\beta$ -CIS phase that points to the existence of crystallites in the film with another two equivalent epitaxial orientations: (010), [001]  $\beta$ -CIS || (001), [100]  $\mu$  [010] PbS. If we take into consideration only geometrical aspect of the  $\beta$ -CIS and PbS lattices matching, so all indicated orientations are equivalent, because the period of the tetragonal lattice of  $\beta$ -CIS along *c*-axis is two times greater as compared to *a*-axis. Because of this the (200) and (004), (400) and (008) type reflections are identical, Fig.1a.



Fig. 1. Micro-diffraction patters taken from the Cu-In-Se films grown on a KCI surface with PbS sublayer at  $400^{\circ}$ C (a) – on crystals, placed in front of cooper evaporator; (b) – on crystals, placed in front of In<sub>2</sub>Se<sub>3</sub> evaporator

In Fig.1b in addition to reflections from the  $\beta$ -CIS crystallites in epitaxial orientations, a set of reflections of (112)  $\beta$ -CIS appears indicating worsening of preferred epitaxial growth. The (100) and (110) diffraction coils originate from the  $\gamma$ -CIS phase with a hexagonal lattice. The  $\gamma$ -CIS crystallites grow on the PbS surface in the following orientation: (001), [001]  $\gamma$ -CIS || (001), [001] PbS.

The presence of twins is one of the distinctive features of the micro-diffraction pattern in Fig.1a. The twins streaked along [110] and  $[1\overline{1}0]$  directions were reveled near the (200) type reflections. Weak reflections at streaks ends are not attributed to the (001) section of the reciprocal lattice. Similar reflection sets connected with long streaks were also observed near (220) and (400) diffraction maxima. It is well known that the typical defects of the  $\beta$ -CIS te-

tragonal lattice are twins along (112) planes. The sites of reciprocal lattice from these twins are not getting into (001) section of the reciprocal lattice of the matrix. Thee reflections from the twins and double diffraction situated in planes neighboring to the (001) one can be observed in electron diffraction together with those from the matrix due to insignificant film bending. This situation is well known and has been discussed to explain some diffraction patterns taken from twinned crystals of Au.

If the crystallites in twinned position are very thin, a long diffuse streaks normal to the twinning and (001) planes appear in the electron diffraction pattern. It is just such streaks that are seen in Fig. 1a near (200), (220), and (400) reflections. Thus, the electron diffraction pattern taken from the  $\beta$ -CIS epitaxial crystallites in the (001) orientation indicates the existence of microtwins along (112) planes. Some microtwins have been also revealed in  $\beta$ -CIS films in crystallites of other orientations.



Fig. 2. TEM dark-field image using (112), (112) and (200) reflections from the  $\beta$ -CIS crystallites on (110) and (001) orientations with twinned lamellas

Fig. 2 shows a dark-field image using  $(1\overline{1}2)$ ,  $(1\overline{1}\overline{2})$ 

and (200) reflections from  $\beta$ -CIS crystallites in the (001) and (110) orientation rotated by 90° to one another. The micro twined lamellas in (001) oriented crystallites are trapezium-shape (they originate from the (112) planes inclined to the electron beam), whereas microtwin lamellas in (110) orientation are needle-like (they are parallel to the electron beam).

A great number of microtwins in the film structure is a result of the fact that a single-phase  $\beta$ -CIS films grown in In-rich conditions inherit the structure of the two-phase  $\alpha$ -CIS +  $\beta$ -CIS film in which ultrathin  $\alpha$ -CIS layers are coherently matched with the ultra thin  $\beta$ -CIS layers by twinned boundaries.

At diffraction pattern taken from epitaxial crystals a long cross-like streaks near the (110) type reflections, appear (Fig.1a). The streaks are oriented along the [100] and [010] directions of the  $\beta$ -CIS lattice. It is worth noting that these streaks oriented along the [100] and [010] directions were only observed near reflections allowed for  $\beta$ -CIS phase (containing ordered Cu vacancies) and not allowed for the vacancyfree  $\alpha$ -CIS phase. Considering the above mentioned, the streaks can be concluded to be due to twodimensional defects belonging to cation sublattice of Cu and In atoms but leaving Se sublattice unchanged. The nature of such two-dimensional defects can be explained as a shift in the (001) β-CIS plane by a vector R = 1/2[110], which preserves Se sublattice undisturbed but causes the transition of Cu atoms into In sites. As a result, an antiphase boundary appears along the (100) and (010) planes seen as long streaks along [100] and [010] directions. A plurality of domains divided by antiphase boundaries causes a stripped contrast along the [100] and [010] directions in TEM image. An example of this type of contrast is presented in Fig. 3. A dark-field image in Fig.3. was made using the (110) reflection from crystallites on (001) orientations and the (101) reflection from the crystallites on the (010) orientations rotated by 90° to one another.

The streaks along the [001] direction near the (101) type reflections pointed to the existence of flat defects lying normal to *c* axis. We speculate that these defects are staking faults with  $R=\frac{1}{2}[110]$ . In Fig. 3 the flat defects normal to the [001] axis were revealed in (010) oriented extended areas rotated by 90° to one another.



Fig. 3. TEM dark-field image using (110) reflection from the crystallites on (001) orientations and using the (101) reflection from the crystallites on the (010) orientations rotated by 90° to one another

The additional annealing of the  $(\alpha + \beta)$ -CIS films, obtained by the Vekshinsky technique on glass-ceramic, in two-step vacuum-arc plasma discharge at 550°C provided  $\beta$ -CIS $\rightarrow \alpha$ -CIS phase transition with the formation of homogeneous large-crystalline  $\alpha$ -CIS phase. But the modulated structure of  $\alpha$ -CIS grains is still preserved (Fig.4.)

<sup>1</sup> National Technical University (KPI), Kharkov, Ukraine



Fig.4 TEM image and electron-diffraction pattern of the  $\alpha$ -CIS phase after annealing at 550°C

#### Conclusion

Investigations carried out showed that during CIS films synthesis by simultaneous deposition at low temperatures the structurization phenomenon associated with the formation of grains with modulated structure comprising of microtwins, antiphase boundaries and stacking faults take place instead of perfect  $\alpha$ -CIS grains formation system. The additional annealing of the ( $\alpha + \beta$ )-CIS films, obtained by the Vekshinsky technique on glass-ceramic in two-step vacuum-arc plasma discharge at 550°C provided  $\beta$ -CIS $\rightarrow \alpha$ -CIS phase transition with the formation of homogeneous large-crystalline  $\alpha$ -CIS phase.

#### References

- Rockett A. Thin film photovoltaics / A. Rockett, H. Birkmire // J. Appl.Phys.Rev.- 1991.- V.70.- P.336.
- Ramanathan K. Properties of 19.2% efficiency ZnO/CdS/Cu(In,Ga)Se<sub>2</sub> thin-film solar cells / K. Ramanathan, M.A. Contreras, C.L. Perkins // Progress in Photovoltaics: Research and Applications.- 1999.- V.11.- P.225-230.
- Tiwari A.N. 12.8% Efficiency Cu(In,Ga)Se<sub>2</sub> solar cell on a flexible polymer sheet / A.N. Tiwari, M. Krejci, F-J. Haug, H. Zogg // Progress in Photovoltaics: Research and Applications.- 1999.-V.7.- P.393-397.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Institute of Plasma Physics, KIPT, Kharkov, Ukraine

#### УДК 621.382

В.И. Тимофеев, д-р техн. наук, Е.М. Фалеева

#### Особенности моделирования выходных характеристик гетеротранзистора с квантовыми точками

Рассмотрен вопрос расчета выходных статических характеристик гетеротранзистора с квантовыми точками. Приведен подход к учету влияния квантовых точек на ток транзистора в физико-топологической модели. Полученные результаты подтверждают предполагаемую ранее расходимость с экспериментальными данными, связанную с неоднозначностью расположения квантовых точек в плоскости канала.

A problem of the output static characteristics of heterotransistor with quantum dots obtaining was researched. A method for the influence accounting of quantum dots on a transistor current in the physical and topological models was described. The obtained results confirm the previously estimated divergence of experimental data related to the ambiguity of the location of quantum dots in the channel plane.

Ключевые слова: квантовая точка, квантовая яма, гетеротранзистор с квантовыми точками, выходные характеристики, расходимость по сравнению с экспериментом.

#### Введение

В последнее время одним из наиболее популярных объектов исследования являются полупроводниковые квантовые точки (КТ). Их свойства широко применяются в одноэлектронных и оптоэлектронных приборах, интенсивно исследуются возможности создания на их основе более быстродействующих вычислительных и объемных запоминающих устройств [1-3].

Квантовые точки могут «встраиваться» в гетеросистему из двух полупроводников, улучшая тем самым характеристики приборов. Наиболее распространены такие решения в лазерных диодах, при этом улучшается температурная стабильность пороговой плотности тока, увеличивается усиление, улучшаются динамические характеристики лазеров [4]. Также, гетеропереходы с квантовыми точками показали хорошие скоростные характеристики в сильных электрических полях, тогда как в гетероструктурном полевом транзисторе при тех же условиях средняя дрейфовая скорость носителей была значительно ниже [5,6].

Авторами была разработана физикотопологическая модель гетероструктурного транзистора с квантовыми точками (рис. 1), описанная в ряде предыдущих работ (например, в [7,8]). Естественно, возникла проблема верификации данной модели, при разрешении которой получены важные физические результаты.



Рис. 1. Гетеротранзистор с КТ (ДЭГ с КТ – двумерный электронный газ с КТ)

## 1. Моделирование выходных характеристик гетеротранзистора с квантовыми точками

Используя результаты физико-топологического моделирования [7,8], были получены выходные статические характеристики исследуемого транзистора. Ток транзистора рассчитывался посредством усреднения токов в каждом узле прямоугольной сетки для соответствующих областей.

Эмиссия электронов из квантовых точек для их последующего вклада в ток транзистора возможна при ударной ионизации, туннелировании носителей из КТ в квантовую яму и вследствие теплового выброса носителей.

На рис. 2 приведена энергетическая диаграмма гетеротранзистора с квантовыми точками для проекции, поперечной плоскости канала (см. рис. 1).



Рис. 2. Зонная диаграмма структуры гетеротранзистора с КТ (U<sub>0</sub> – высота потенциального барьера квантовой точки, а – его ширина)

Вероятность теплового выброса носителей из-за взаимодействия с колебаниями кристаллической решетки можно оценить при помощи больцмановского фактора [9]:

$$\delta = \exp(-\Delta E_{\rm a} / k_{\rm B} T),$$

где  $E_a = E_0 - E_i$ ,

где *k*<sub>Б</sub> - постоянная Больцмана, *E*<sub>0</sub> - глубина потенциальной ямы для КТ, *E<sub>i</sub>* - энергетические уровни в КТ.

Ускорение электронов до порога ударной ионизации зависит от соотношения двух факторов - ускорения во внешнем электрическом поле и рассеяния при взаимодействии с фононами, преимущественно с полярными оптическими и междолинными. Полученное при решении системы релаксационных уравнений распределение электронной температуры учитывает эти факторы, и событие ионизации происходит, если электронной температуры (T<sub>e</sub>) достаточно в месте расположения КТ. Этот механизм учета эмиссии электронов использовался в работе без «физического» встраивания КТ в распределение потенциала транзистора для исключения скачков градиентов функции. При расчетах ионизация КТ учитывалась в предположении, что энергия, переданная локализованному в КТ носителю заряда, тратится на преодоление потенциального барьера и выброс этого носителя из КТ, и в канале транзистора электрон снова будет с начальной энергией, равной энергии основного уровня КТ, с которого произошла эмиссия.

Для учета влияния туннелирования на ионизацию КТ нужна оценка коэффициента туннелирования для треугольного барьера при переходе электронов из КТ в квантовую яму (КЯ) (см. рис. 2). Также, необходимым условием (при пренебрежении влияния рассеяния на уширение квантовых уровней) является совпадение уровней по энергии. Вычисленные положения уровней для КТ и КЯ в одномерном приближении дают совпадение только верхних уровней, при совпадении которых коэффициент прохождения практически равен единице. Для потенциального барьера с шириной *а* и при выполнении условия

$$\left(\frac{2m^*qV_3}{\hbar^2}\right)a \gg 1, \quad \left(\frac{2m^*qV_3}{\hbar^2}\right)a\left|1-E_{KT}/U_0\right| \gg 1$$

можно использовать выражение при  $E < U_0$  [10]:

$$D(E_{KT}) \approx 4\sqrt{\alpha(1-\alpha)} \exp\left[-\frac{4}{3}\sqrt{\gamma(1-\alpha)^3}\right],$$

где *m<sup>\*</sup>* – эффективная масса электрона,

q – единичный положительный заряд, V<sub>3</sub> – напряженность поля, приложенного к затвору,
 ħ - постоянная Планка, U<sub>0</sub> – высота потенциального барьера между КТ и КЯ, E<sub>KT</sub> – уровень в КТ, с которого происходит туннелирование,

$$\alpha = E / U_0, \ \gamma = U_0 / E_1, \ E_1 = \hbar^2 / (2m^*a)$$

Вероятность туннелирования с остальных уровней КТ является незначительной. В плоскости расположения КТ, параллельной плоскости канала, туннелирование между КТ может быть учтено в случае связанных квантовых точек или наличия вертикально связанных слоев КТ. В случае изолированных КТ коэффициент прохождения также стремится к нулю.

#### 2. Результаты моделирования

С помощью приведенной методики учета влияния КТ на ток транзистора рассчитаны его выходные характеристики для нескольких режимов работы.

Наличие расходимости результатов эксперимента и моделирования зависит, прежде всего, от погрешностей используемых численных методов – дискретизации и аппроксимации, погрешностей машинного округления и точности, даваемой используемым алгоритмом, а также от точности задания граничных условий и физико-топологических параметров структуры.

Для данной структуры наиболее существенное влияние на несоответствие результатов моделирования и экспериментальных данных оказывает неоднозначность расположения квантовых точек в канале и флуктуация их размеров, которая обусловлена особенностями их роста в процессе самоорганизации, несмотря на постоянное совершенствование технологии [11]. При одинаковых поверхностных концентрациях КТ могут быть получены разные выходные токи, так как процессы ионизации квантовых точек для каждой структуры будут проходить по-разному.

На рис. 3 приведены результаты расчета выходного тока транзистора с концентрацией КТ в канале 3·10<sup>10</sup> см<sup>-2</sup> и сравнение с экспериментом [5]. Размеры и форма КТ считались одинаковыми, менялся лишь способ их расположения в канале. Пунктирной линией выделены режимы, для которых приведено распределение электронной температуры на рис. 4 (а) и (б) соответственно.

Наибольшей расходимости токов соответствует более сильный разогрев электронного газа, так как вклад ионизации КТ в ток в этом режиме становится наиболее заметным. Также, при сильном разогреве электронного газа в стоковой части затвора происходит накопление



Рис. 3. ВАХ гетеротранзистора с КТ. Сплошная линия – эксперимент, точки – результаты расчетов для концентрации КТ 3 ·10<sup>10</sup> см<sup>-2</sup>; а) V<sub>3</sub> = 0 В, б) V<sub>3</sub> = - 0,8 В



Рис. 4. Распределение электронной температуры в гетеротранзисторе с КТ для режимов: a) V3 = 0, Vcи = 1,5 B, б) V3 = - 0,8 B, Vcи = 6,5 B



Рис. 5. ВАХ беззатворной гетероструктуры с КТ. Сплошная линия – эксперимент, точки – результаты расчетов для концентрации КТ 3·10<sup>10</sup> см<sup>-2.</sup>

подвижных носителей за счет увеличения вероятности междолинного рассеяния.

На рис. 5 приведены вольтамперные характеристики для структуры без затвора [6] – экспериментальные и рассчитанные.

Видно, что при одной и той же концентрации КТ в канале их расположение заметно влияет на отклонения выходного тока относительно экспериментальных данных. Особенно это заметно для структур с затвором, где напряженности электрического поля будут больше по сравнению с беззатворной структурой.

Максимальное полученное при расчетах отклонение значений тока для заданного количества инжектированных из КТ электронов составляет 23% при напряжении на затворе -0,8 В. В зависимости от количества захватываемых в КТ электронов и концентрации КТ значение относительного отклонения может меняться.

#### Выводы

Из полученных результатов можно сделать ряд важных выводов:

1. В области слабых полей способ расположения КТ в канале мало влияет на выходные характеристики, так как КТ вносят несущественный вклад в проводимость транзистора.

2. С увеличением напряженности электрического поля вклад КТ в проводимость канала становится заметнее из-за их ионизации. В сильных полях все КТ ионизированы и неоднозначность их расположения наиболее сильно влияет на ток транзистора и расходимости в значениях токов будут наибольшими.

3. При проведении серии измерений выходных характеристик набора тестовых структур транзисторов с КТ возможно получение данных для уточнения параметров разработанной физико-топологической модели, в том числе, и подбор адекватного расположения КТ в канале.

#### Литература

- Wood, J.D., Tougaw, D. Matrix multiplication using quantum-dot cellular automata to implement conventional microelectronics // Nanotechnology, IEEE Transactions on. – Digital Object Identifier: 10.1109/TNANO.2010.2099665
- Stalford, H., Young, R., Nordberg, E., Levy, J., Borras Pinilla, C., Carroll, M. Capacitance modeling of complex topographical silicon quantum dot structures // IEEE Transactions on

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» Nanotechnology. – Digital Object Identifier: 10.1109/TNANO.2010.2087035

- V. Jovanovi, C. Biasotto, L. K. Nanver, J. Moers, D. Grutzmacher, J. Gerharz, G. Mussler, J. van der Cingel, J.J. Zhang, G. Bauer, O. G. Schmidt, and L. Miglio n-Channel MOSFETs Fabricated on SiGe Dots for Strain-Enhanced Mobility // IEEE Electron Device Letters. – Vol. 31. – No. 10. - OCTOBER 2010. – P. 1083-1085.
- Теория пороговых характеристик полупроводниковых лазеров на квантовых точках / состав.: Л.В.Асрян, Р.А.Сурис. Журнал физика и техника полупроводников. том 38. № 1. 2004. – 23 с.
- В.Г. Мокеров, Ю. Пожела, К. Пожела, В. Юцене Гетероструктурный транзистор на квантовых точках с повышенной максимальной дрейфовой скоростью электронов // Физика и техника полупроводников. – СПб : ФТИ им. А.Ф. Иоффе РАН, 2006. – Т. 40, вып. 40. – С. 367-371.
- В.Г. Мокеров, Ю.В. Фёдоров, Л.Э. Великовский, М.Ю. Щербакова Новый гетероструктурный транзистор на квантовых точках // ДАН: (доклады РАН). – М.: Наука / Интерпериодика, 2000.– Т. 375, №6. – С. 754-747.
- В.Г. Мокеров, Ю.В. Фёдоров, Л.Э. Великовский, М.Ю. Щербакова. Методы численного решения систем релаксационных уравнений для анализа субмикронных гетероструктур // Электроника и связь. – К.: НТУУ "КПІ", ДУІКТ, 2008. – №47(6). – С. 5-9.
- V.I. Timofeyev, E.M. Faleeva. Model of Heterotransistor with Quantum Dots // Semiconductor Physics, Quantum Electronics and Optoelectronics. – 2010. – Vol. 13. – №2. – Р. 186-188.
- М.Б. Смирнов, В.Г. Талалаев, Б.В. Новиков, С.В. Сарангов, Г.Э. Цирлин, Н.Д. Захаров. Численное моделирование температурной зависимости спектров фотолюминесценции квантовых точек InAs/GaAs // Физика твердого тела. – 2007. – Т. 49, вып.6. – С. 1126-1131.
- В.П. Драгунов,
   В.А. Гридчин. Основы наноэлектроники: Учеб. пособие //. – М. : Логос, 2006. – 496 с
- Jihoon Lee, Member, IEEE, Zhiming M. Wang, Vitaliy G. Dorogan, Yuriy I. Mazur, and Gregory J. Salamo Evolution of Various Nanostructures and Preservation of Self-Assembled InAs Quantum Dots // Nanotechnology, IEEE Transactions on. – VOL. 9. – No. 2. – MARCH 2010. – P. 149-156

#### УДК 621.382.002

А.В. Бакунцев, канд. тех. наук, В.М. Кириленко, канд. тех. наук, Н.С. Мазурок

#### Влияние депластификации на физические свойства ПВХ-пластиката

Исследовано влияние депластификации пластиката на изменение его физических свойств. Установлено, что удаление пластификатора сопровождается снижением диэлектрической проницаемости, тангенса угла диэлектрических потерь и повышением хрупкости. Зависимости указанных характеристик от предельной массы пластификатора удаленного из пластиката в минеральное масло определенной температуры, описываются экспоненциальными уравнениями. Определены параметры этих уравнений.

The influence of plastic deplasticization on change of its physical properties is investigated. It is established that the removal of the plasticizer is accompanied by reduction of the permittivity, dielectric loss tangent and increasing fragility. Dependence of these characteristics on the limiting mass of plasticizer, removed from the plastic in to mineral oil, of a certain temperature, are described by exponential equations. The parameters of these equations are defined.

Ключевые слова: ПВХ-пластикат, пластификатор, предельная масса удаленного пластификатора из пластиката в минеральное масло определенной температуры, хрупкость, диэлектрическая проницаемость, тангенс диэлектрических потерь.

#### Введение

Работа масляных трансформаторов, масляных выключателей, двигателей внутреннего сгорания, в которых используется изоляция кабелей и проводов на основе поливинилхлоридных пластикатов, неизбежно связана с присутствием минерального масла [1]. Контактирование пластиката с такой средой вызывает в нем необратимые физико-химические процессы, косоответствии С результатами торые в работ [2, 3] могут быть описаны диффузионным механизмом удаления пластификатора из пластиката.

Согласно [1, 4, 5] диффузионная депластификация пластиката сопровождается сближением макромолекул полимера вследствие утоньшения мономолекулярного слоя пластификатора между ними. Снижение концентрации пластификатора приводит к замещению более слабого взаимодействия звеньев макромолекул с молекулами пластификатора непосредственным взаимодействием звеньев макромолекул между собой, что затрудняет сдвиговую деформацию пластиката и увеличивает его жестскость и хрупкость, снижает ресурс материала при механическом нагружении. Удаление пластификатора из пластиката сопровождается также изменением его относительной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_r$  и тангенса угла диэлектрических потерь  $tq\delta$ .

#### Цель работы

Исследование возможности неразрушающей оценки ресурса пластифицированных полимерных материалов, отказы которых связаны с выпотеванием пластификатора и критическим снижением механической прочности, на основании данных об изменении электрофизических свойств материала в процессе депластификации.

#### Постановка задачи

Для установления взаимосвязи между диэлектрическими свойствами и длительной механической прочностью образцов пластиката были проведены исследования трех совокупностей ПВХ-пластиката, результаты изучения депластификации которых под влиянием минерального масла разной температуры изложены в работе [3]. Совокупности, каждая из 100 образцов, изготавливались способом нарезания из одного рулона ленты. Первая совокупность подвергалась воздействию минерального масла температурой 23°С, вторая – +60°С, а третья – +77°С. Предельная масса пластификатора продиффундировавшего из пластиката в минеральное масло определенной температуры определялась как отношение массы пластиката при установившемся диффузионном равновесии, т.е. массы, не отличающейся при двух последовательных взвешиваниях не более чем на ±0,0001 г к его первоначальной массе. Предельная относительная масса, представленная в процентах, для первой совокупности составила в среднем µ<sub>л1</sub> = 6,87%, для второй –

 $\mu_{\pi 2} = 12,42\%$  и для третьей —  $\mu_{\pi 3} = 16,9\%$ . Аналогично была приготовлена и четвертая, контрольная совокупность, не подвергавшаяся воздействию минерального масла и, следовательно, характеризуемая предельной массой  $\mu_{\pi\kappa} = 0\%$ .

#### Исследование изменения физических свойств ПВХ-пластиката в процессе депластификации

Удаление пластификатора из пластиката под влиянием минерального масла привело к изменению его цвета от бледно розового (контрольная совокупность) до темно коричневого при наибольшей степени депластификации 16,9% (рис. 1).



Рис. 1. Образцы совокупностей в порядке возрастания депластификации (с лева на право)

Оценка хрупкости пластиката выполнялась при комнатной температуре путем измерений

числа изгибов до нарушения целостности материала. Изгибы на угол 180° осуществлялись без проглаживания в ручную. Число изгибов или циклов первых трех образцов контрольной совокупности составили значения 24900; 25100; 24970. Поэтому из-за значительных временных затрат и трудоемкости испытания были реализованы в полном объеме на всех образцах только для депластифицированных совокупностей. Число циклов первой совокупности определилось третьим порядком, второй - вторым, а третьей – первым. По их значениям соответствующим предельной относительной массе удаленного пластификатора на графике рис. 2 с помощью компьютерно-вычислительного пакета STATISTICA 7 составлена аппроксимирующая зависимость, определяемая экспоненциальным уравнением:

$$\omega = 25073,16 * \exp(-0,46\mu_{\Pi}),$$
 (1)

где  $\omega$  – число циклов.

Решение этого уравнения при условии  $\mu_{n\kappa} = 0\%$  определило среднее значение числа циклов контрольной совокупности равное 25073. Сравнение этого значения с числами циклов первых трех образцов контрольной совокупности (24900; 25100; 24970) свидетельствует об адекватности выполненной экстраполяции.

Наблюдаемое снижение хрупкости пластиката с четвертого до первого порядка числа циклов при удалении из него пластификатора обусловлено изменением вязкости композиционной системы пластикат-пластификатор, снижением гибкости молекул и надмолекулярных структур [4, 5].



Рис. 2. Зависимость числа изгибов пластиката от предельной массы удаленного из него пластификатора

Диэлектрическая проницаемость ε<sub>r</sub> и тангенс диэлектрических потерь *tg*δ исследуемого пластиката измерялись с помощью мостового метода Шеринга. Данные измерений отвечающие предельным массам удаленного пластификатора представлены в виде графиков на рисунке 3 и 4. Аппроксимирующие их кривые подчиняются экспоненциальным уравнениям:

 $\varepsilon_r = 5,7799 * \exp(-0,0254\mu_{\pi})$  (2)

$$tg\delta = 0,0589 * \exp(-0,1306\mu_{\Pi}).$$
 (3)

Анализ этих результатов показывает, что удаление пластификатора из исследуемого пластиката снижает его диэлектрическую проницаемость и диэлектрические потери. Это обусловлено тем, что исследуемые характеристики  $\varepsilon_r$  и  $tg\delta$  пластиката зависят от полярности пластификатора. Удаление полярных пластификаторов, диэлектрическая проницаемость которых велика, приводит к понижению диэлектрической проницаемости и тангенса диэлектрических потерь пластиката [4, 5].



Рис. 3. Зависимость диэлектрической проницаемости пластиката от предельной массы удаленного из него пластификатора



Рис. 4. Зависимость тангенса диэлектрических потерь пластиката от предельной массы удаленного из него пластификатора
Согласно экспериментальным данным взаимодействие минерального масла и исследуемых совокупностей пластиката приводит к постепенному изменению его свойств, т.е. значения диэлектрических характеристик улучшаются, а механических – ухудшаются. Именно из-за ухудшения механических характеристик, проявляемого возрастанием хрупкости, депластифицирующийся пластикат постепенно теряет способность выполнения функции изоляционного материала электрических кабелей и проводов с параметрами, установленными требованиями технической документации.

#### Выводы

При комнатной температуре зависимости хрупкости, тангенса угла диэлектрических потерь и диэлектрической проницаемости пластиката от предельной массы удаленного из него пластификатора описываются экспоненциальными зависимостями.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

#### Литература

- Поливинилхлоридные материалы и их применение в кабельной технике / Ю.Н. Ван-Гаут, Ю.М. Котт, Ю.В. Ляхов, И.Д. Троицкий / Под ред. И.Д. Троицкого. - М.: Энергия, 1977. -152 с.
- Бакунцев А.В., Олейник П.Н., Диффузионная модель старения поливинилхлоридного пластификата // Вестник киевского политехнического института.- 1983. №20. –С. 75-77.
- Мазурок Н.С. Распределение срока службы поливинилхлоридной изоляции// Электроника и связь. – 2005. – №27. – С. 8-13.
- 4. *Тагер А.А.* Физико-химия полимеров М.: Химия, 1968. – 536 с.: ил.
- Баритейн Р.С., Кирилович В.И., Носовский Ю.Е. Пластификаторы для полимеров – М.: Химия, 1982. – 200 с.: ил.

#### Вакуумная, плазменная и квантовая электроника

УДК 621.385.63.001

С.Д. Белявський, д-р фіз.-мат. наук, Т.Л. Волхова, канд. техн. наук, О.В. Теличкіна

# Сучасний стан розвитку теорії електронних приладів О-типу з несиметричними хвилями

Проанализировано состояние развития теории электронных приборов О-типа с несимметричными волнами, достигнутое за последние двенадцать лет, включая особенности самовозбуждения обратной волны в спиральных ЛБВ с магнитной фокусировкой, теории электронно-волнового усиления в клистроне, теории автофазных приборов Отипа с азимутально-несимметричной волной.

This article covers a development state of the theory of O-type electronic devices with asymmetric waves reached over the past twelve years, including self-excitation specifics of the backward waves in helical traveling-wave tubes with magnetic focusing, theories of the electron-wave amplification in klystron, the theories of the autophase O-type devices with azimuthally asymmetric wave.

Ключевые слова: автофазная ЛБВ, электронно-волновое усиление, азимутальнонесимметричная волна, неоднородное магнитное поле, обратная волна, устойчивость к самовозбуждению.

#### Вступ

Принципи побудови електронних приладів надвисоких частот О-типу на основі врахування азимутально-несиметричних явищ були обговорені в [1] ще у 1998 році. За останні дванадцять років теорія електронних приладів О-типу з несиметричними хвилями набула суттєвого розвитку у напрямку багатомодових взаємодій несиметричних хвиль, електронно-хвильового підсилення коливань в магнітоспрямованому електронному потоці та використання несинхронних взаємодій в автофазних лампах біжучої хвилі (АЛБХ-Н).

#### 1. Розвиток теорії стійкості спіральних ЛБХ до самозбудження на зворотній хвилі

Схильність до самозбудження спіральної лампи біжучої хвилі, що є найбільш розповсюдженим широкосмуговим підсилювачем в діапазоні частот 0,2 – 94 ГГц з коефіцієнтом підсилювання до 60-70 дБ, низьким рівнем власних шумів (менше 140 дБ/Гц) і унікально широкою смугою підсилювальних частот (до двох октав і більше), суттєво обмежувала можливість поліпшення її параметрів [2]. Підвищити пускову довжину самозбудження можна за допомогою зміни фазової швидкості зворотної хвилі [3], але така зміна (за рахунок кроку спіралі) впливає на основну (пряму) хвилю, суттєво зменшуючи робочу смугу підсилювання.

Зважаючи на те, що всі зворотні хвилі у спіралі азимутально-несиметричні [4], подібного ефекту можна досягти за допомогою зміни еквівалентної фазової швидкості зворотної хвилі [1, 2] фокусуючим магнітним полем, причому без зміни умов взаємодії на основній (симетричній) хвилі, на які не впливає магнітне фокусування.

В [5, 6] була розвинута двовимірна лінійна теорія самозбудження спіральної ЛБХ на зворотній хвилі для випадку, коли існує декілька зворотних хвиль різної азимутальної симетрії, наприклад, у надширокосмуговій спіральній ЛБХ з профільованим металевим екраном та з укріпленою на ньому спіраллю за допомогою діелектричних опор [7], [8].

В [5] функція розподілення поздовжньої складової електричного поля у спіралі з урахуванням ребристого металевого екрану та діелектричних опор  $\phi(r,\theta)$ , де  $r,\theta$  - радіальна та азимутальна циліндричні координати, була представлена рядом Фур'є

$$\phi(r,\theta) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \psi_m(\gamma_m r) \Big( a_m e^{-jm\theta} + a_{-m} e^{jm\theta} \Big),$$
(1)

де  $\psi_m(\gamma_m r)$  - радіальна функція розподілення для *m*-ї азимутальної гармоніки синхронної зворотної хвилі;  $a_m$ ,  $a_{-m}$  - комплексні сталі  $(a_{-m} = a_m^*); \gamma_m$  - радіальне хвильове число.

 $(a_m - a_m), \gamma_m - padia here kennede vicino.$ 

Коефіцієнти  $a_m$ ,  $a_{-m}$  і  $\psi_m(\gamma_m r)$  залежать від форми металевого екрану та діелектричних опор.

Підстановкою в вихідні рівняння у цих роботах

$$\begin{split} E_{1} &= \frac{\beta_{0}^{2}}{\beta_{e}^{2}} C^{2} \frac{\omega v_{0}}{\eta} \bigg[ \sum_{m} \psi_{m} (\gamma_{m} r) \Big( a_{m} e^{-jm\theta} + a_{-m} e^{jm\theta} \Big) \bigg] \times \\ &\times e^{-j\beta_{e} z} F(x), \\ j_{z} &= j_{0} \bigg[ \sum_{m} \psi_{m} (\gamma_{m} r) \Big( I_{m}(x) e^{-jm\theta} + I_{-m} e^{jm\theta} \Big) \bigg] e^{-j\beta_{e} z}, (2) \\ \tilde{v} &= v_{0} C \bigg[ \sum_{m} \psi_{m} (\gamma_{m} r) \Big( V_{m}(x) e^{-jm\theta} + V_{-m} e^{jm\theta} \Big) \bigg] e^{-j\beta_{e} z}, \end{split}$$

де E<sub>1</sub> - z складова синхронної частини збудженого у спіралі ВЧ-поля; *j*<sub>z</sub> - *z* складова щільності змінного поля; *v* - змінна поздовжня швидкість;  $\beta_0 = \frac{\omega}{v_{ch}}; \beta_e = \frac{\omega}{v_0}; v_{ch}$  - фазова швидкість синхронної хвилі; v0 - поздовжня швидкість незбуреного потоку;  $C^3 = I_0 R_c / 4U_0$  - куб параметру підсилення Пірса; І0 - повний струм незбуреного потоку;  $R_c = E_0^2 / 2P\beta_0^2$  - опір зв'язку синхронної хвилі;  $U_0 = v_0 / 2\eta$  - прискорювальна напруга;  $\eta = \frac{e}{m_0}$  - відношення заряду електрона до його маси спокою;  $x = C\beta_e z$  - нормована довжина; F(x) - нормована амплітуда синхронного поля у сповільненій системі;  $I_m(x)$ ,  $I_{-m}(x)$  - нормовані комплексні амплітуди електричних струмів азимутальних гармонік;  $V_m(x)$ ,  $V_{-m}(x)$  - нормовані комплексні амплітуди азимутальних гармонік швидкостей, була отримана наступна система лінійних рівнянь для комплексних амплітуд:

$$\frac{dI_m}{dx} - jm\sigma I_m = j(1 - mC\sigma)V_m,$$

$$\frac{dI_{-m}}{dx} + jm\sigma I_{-m} = j(1 + mC\sigma)V_{-m},$$

$$\frac{dV_m}{dx} - jm\sigma V_m = j4QCI_m + Fa_m,$$

$$\frac{dV_{-m}}{dx} + jm\sigma V_{-m} = j4QCI_{-m} + Fa_{-m},$$

$$\frac{dF}{dx} = i\sigma \sum \left( i + dm + m + dm \right)^{-2}$$

$$\frac{dF}{dx} + jr_1F = \sum_m (a_m I_{-m} + a_{-m}I_m)\overline{\psi}_m^2$$
$$(m = 0, 1, 2, \dots),$$

де  $\sigma(x) = \beta_c / (C\beta_e) = \eta B(x) / (2\omega C); B(x)$  - магнітна індукція фокусуючого поля (поле на катоді дорівнює нулю);  $r_1 = b + jd; b = (\beta_0 - \beta_e) / (C\beta_e)$  - параметр несинхронності *Пірса*;  $d = \alpha / (C\beta_e)$  - параметр розподілених активних втрат ( $\alpha$  - параметр згасання у неперах);  $4QC = \left[\beta_q / (C\beta_e)\right]^2$  - параметр об'ємного заряду;  $\beta_q^2 = \eta \rho_0 \rho^2 / (\varepsilon_0 v_0^2);$  $\rho_0$  - щільність об'ємного заряду у незбуреному потоці;  $\rho^2$  - коефіцієнт депресії синхронної хвилі [9];

$$\overline{\psi}_m^2 = \frac{1}{R_e^2 \pi} \int_0^s \psi_m^2(\gamma_m r) r dr$$
;  $R_e$  - радіус пучка.

Проведений на основі рівнянь (3) чисельний аналіз стійкості надширокосмужної спіральної

ЛБХ з урахуванням взаємодії двох азимутальнонесиметричних синхронних хвиль для різних конфігурацій періодичного фокусуючого поля показав, що існує суттєва залежність ефективності пригамування самозбудження ЛБХ на зворотній хвилі, зокрема, показано зменшення цієї ефективності у порівнянні з одномодовим режимом роботи.

В [6] побудована двовимірна лінійна теорія самозбудження спіральної ЛБХ на зворотній хвилі, коли в якості сповільненої системи використовують однозахідну спіраль.

В однозахідній спіралі пряма (основна, m = 0) і зворотна (паразитна, m = -1) гармоніки є просторовими гармоніками одного і того ж виду коливань [10] і тому жорстко зв'язані між собою граничними умовами на поверхні спіралі. Це означає, що при виникненні самозбудження ЛБХ на 1-ій просторовій гармоніці, автоматично виникає і основна 0-а просторова гармоніка (навіть тоді, коли корисний сигнал не подається на вхід ЛБХ). При цьому режим самозбудження є двогармонічним. Особливо сильно "0" та "-1" гармоніки взаємно впливають на електронний потік, що обертається, у точці перетину дисперсії (коли їх фазові швидкості  $v_{\phi(0)}$  і  $v_{\phi(-1)}$  однако-

ві, причому  $v_{\phi(0)} = v_{\phi(-1)} = v_0$ ); у цьому випадку частота збудження лежить у короткохвильовій частині діапазону підсилювальних частот і в октавних ЛБХ попадає в смугу пропускання виходу енергії, що суттєво спотворює корисний сигнал.

Для розрахунку та аналізу цього явища були досліджені рівняння (3). Частотний аналіз, проведений для широкого кола параметрів фокусуючих систем (з однорідним магнітним полем, з періодичними магнітними полями різної конфігурації) показав, що ефект пригамування самозбудження, отриманий в одновимірній теорії [1], у двомодовій теорії різко слабшає або взагалі зникає, навіть поліпшує умови самозбудження зворотної хвилі.

Таким чином, використання в ЛБХ в якості сповільнювальної системи однозахідної спіралі не дозволяє використовувати "магнітний" метод пригамування самозбудження ЛБХ на зворотній хвилі.

Навпаки, якщо сповільнена система є двозаходною спіраллю, то описаний вище ефект не спостерігається, оскільки у двозаходній спіралі нульова і мінус перша гармоніки належать різним видам коливань (синфазному та протифазному відповідно) [10] і тому не зв'язані між собою граничними умовами, і , як слідує з цього, самозбудження мінус першої гармоніки не приводить до автоматичної появи основної (симетричної гармоніки), якщо вона не подана на вхід ЛБХ через ввід енергії.

В [11] було проведено аналіз нелінійного самозбудження спіральної ЛБХ на зворотній хвилі для випадку, коли допускається деякий рівень паразитної генерації. Такий режим цікавий для імпульсних ЛБХ, коли імпульсний режим роботи здійснюється подачею імпульсної прискорювальної напруги на керуючу сітку електронної гармати, що приводить до повної відсічки струму пучка і його імпульсної модуляції. Оскільки у момент подачі імпульсної напруги швидкість електронного пучка за час росту імпульсу змінюється від нуля до  $v_0 = \sqrt{2\eta U_0}$ , то завжди знаходиться такий момент часу, коли ця швидкість дорівнює фазовій швидкості зворотної гармоніки і відбувається її самозбудження, яке приводить на фронтах імпульсу до появи позасмугового збудження на частоті паразитної генерації, яка лежить за межами смуги корисного сигналу і тому проникає крізь ввід та вивід енергії ЛБХ тільки при досягненні деякого граничного порогу потужності самозбудження. Це питання було досліджено в [11] для різних періодичних фокусуючих систем (МПФС).

#### 2. Теорія електронно-хвильового підсилення в клістроні

В [12] розроблена наближена нелінійна теорія електронно-хвильового клістрона, в якому електронно-хвильове підсилення хвиль просторового заряду виникає, коли циклотрона частота  $\omega_c = \eta B$  більша подвійної кругової частоти підсилювального сигналу ( $\omega_c > 2\omega$ ). Отримані наступні рівняння подібного режиму:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + q^2 \left( 1 - \frac{m\omega_c}{2\omega} \right) V = 0 ,$$
  
$$\frac{\partial \Phi}{\partial x} = \left( 1 - \frac{m\omega_c}{2\omega} \right) (1 - V) , \qquad (4)$$
  
$$I_1 = \frac{I_0}{\pi} \int_{-\infty}^{2\pi} \exp\{-j\Phi\} d\Phi_0 ,$$

де  $q^2 = \left(\frac{\omega q}{\omega}\right)^2 = \eta \frac{R^2 \rho_0}{\varepsilon_0}$  - параметр об'ємного заряду; R - коефіцієнт редукції частоти плазмових коливань;  $\Phi = \omega t - m\theta$ ; m - номер азимутальних коливань у пучку;  $x = \frac{\omega}{v_0}z$ ;  $V = \frac{\tilde{v}}{v_0} = \frac{v - v_0}{v_0}$  - відносна зміна швидкості електрону;  $(\Phi = \Phi(x, \Phi_0), V = V(x, \Phi_0), \Phi_0 = \Phi(0, \Phi_0)).$ 

На вхід клістрона подається синусоїдальний сигнал, тобто  $V(0, \Phi_0) = \alpha_1 \sin \Phi_0$ ,  $V'(0, \Phi_0) = 0$ ,

де  $\alpha = \frac{|\tilde{U}_1|}{2U_0}$ ,  $|\tilde{U}_1|$  - амплітуда змінної напруги у вхідному резонаторі. При таких початкових умовах вираз для першої гармоніки струму пучка записується так

$$\begin{split} I_{1} &= 2I_{0}J_{1}\left[\alpha_{1}g\frac{shqgx}{q}\right]\exp\left\{j\left(g^{2}x+\pi\right)\right\},\\ \text{де} & J_{1} & - \text{ функція Бесселя, } g &= \sqrt{\frac{m\omega_{c}}{2\omega}-1}\\ &(\frac{m\omega_{c}}{2\omega}>1). \end{split}$$

 $\left(\frac{m\omega_c}{2\omega}>1\right).$ 

Електронний ККД дворезонаторного електронно-хвильового клістрона дорівнює

$$\eta_{e} = \frac{U_{2}}{U_{0}} \left| J_{1} \left( \alpha_{1} g \frac{shqgx_{2}}{q} \right) \right|,$$

де U<sub>2</sub> - ефективна ВЧ-напруга на вихідному зазорі.

Показано, що, на відміну від звичайного дворезонаторного клістрона, ККД електронно-хвильового підсилювача просторового заряду завжди досягає свого граничного значення ( $\eta_e = 0,58$ ).

Для отримання електронно-хвильового підсилювання потрібно використовувати підвищені значення фокусуючого магнітного поля, що може бути досягнуто завдяки явищу високотемпературної надпровідності [13].

#### 3. Теорія автофазних приладів О-типу з азимутально-несиметричною хвилею

Розвиток теорії приладів О-типу з захватом електронних згустків полем азимутальнонесиметричної хвилі відбувався в напрямку розробки аналітичної моделі АЛБХ-Н, методів її інженерного проектування (на етапі ескізного проектування) та методів оптимізації приладу на основі вказаної моделі [14], [15], [16], [17]. В [18] проведено дослідження особливостей взаємодії в АЛБХ-Н в режимі, коли циклотрона частота більша за подвійну частоту сигналу (ш). В останньому випадку розвинута нелінійна двовимірна теорія АЛБВ-Н, в якій припускалось, що електрони рухаються по поверхні циліндра ( $v_r = 0$ , що спостерігається, наприклад, в бриллюєнівському потоці). Компоненти щільності струму і та щільності об'ємного заряду р можуть бути записані у наступному вигляді [1]:

$$j_{z} = j_{0} \frac{\partial u_{0}}{\partial u}, \quad j_{\theta} = j_{0} r \frac{\dot{\theta}}{v_{z}} \frac{\partial u_{0}}{\partial u}, \quad \rho = j_{0} \frac{1}{v_{z}} \frac{\partial u_{0}}{\partial u}, \quad (5)$$

де  $\omega u = \omega t - m\theta$ ,  $\omega u_0 = \omega t_0 - m\theta_0$ ,  $(z, r, \theta)$  циліндричні координати,  $t_0$ ,  $\theta_0$  - початкове значення часу та азимутальної координати на вході (z = 0). Щільність струму та об'ємного заряду можуть бути представлені у вигляді рядів Фур'є по  $\omega u$ :

$$\vec{j} = \vec{j}_{c} + \sum_{k} \operatorname{Re} \vec{j}_{k} \exp(jk\omega u), \qquad (6)$$

$$\rho = \rho_{c} + \sum_{k} \operatorname{Re} \rho_{k} \exp(jk\omega u),$$

$$\text{de } j_{zc} = j_{0}, \quad j_{zk} = \frac{j_{0}}{\pi} \int_{0}^{2\pi} \exp(-jk\omega u) d\omega u_{0},$$

$$\rho_{c} = \frac{j_{0}}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} \frac{d\omega u_{0}}{v_{z}},$$

$$\rho_{k} = \frac{j_{0}}{\pi} \int_{0}^{2\pi} \exp(-jk\omega u) \frac{d\omega u_{0}}{v_{z}},$$

$$j_{\theta c} = \rho_{c} r \dot{\theta}, \quad j_{\theta k} = \rho_{k} r \dot{\theta}. \qquad (7)$$

Враховуючи (7) отримана наступна система рівнянь:

$$\frac{\partial Z}{\partial x} = W(1-g),$$

$$\frac{\partial W}{\partial x} = -(1+CW)^3 \left\{ \operatorname{Re} \sum_{k} j \frac{q_k}{k} I_k e^{jkZ} + \operatorname{Re} \dot{F} e^{jZ} \right\},$$

$$\frac{d\dot{F}}{dx} + j(b_1 + jd)\dot{F} = -I_1, \quad (8)$$

$$I_k = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} e^{-jkZ} d\phi_0,$$

де  $b_1 = b + g / C$ ;  $b = (\beta - \beta_e) / C\beta_e$  - параметр несинхронності; d - параметр затухання;

 $q_k = \frac{p_k^2 I_0}{\varepsilon_0 S_k} \frac{\eta}{\omega^2 C^2}; \qquad q_1 = 4QC \quad - \quad \text{параметр}$ 

об'ємного заряду;  $W = (\omega / v_z) - \beta_e$ ;  $Z = \omega u - \beta_e z + \int g(x) dx$ ;  $\phi_0 = \omega u_0$ ; g – параметр магнітного поля;  $I_k$  - безрозмірна амплітуда k-ї гармоніки струму в рухомій системі координат;  $\dot{F}$  - безрозмірна комплексна амплітуда синхронної хвилі;  $p_k^2$ ,  $S_k$  - коефіцієнти депресії та площа ефективного поперечного перерізу пучка на частоті  $k\omega$ .

Отримані за допомогою теорії стійкості Ляпунова рівняння профілювання фазової швидкості хвилі та магнітного поля у нормованій формі мають наступний вигляд:

$$\frac{db}{dx} = \frac{\alpha_1}{(1-g)^2} (1+Cb)^3 F \qquad (0 < \alpha_1 < 1), \qquad (9)$$

$$\frac{dg}{dx} = \alpha_2 C \frac{\left(1+Cb\right)^2}{1-g} F \qquad (0 < \alpha_2 < 1), \qquad (10)$$

Проведений в цій роботі аналіз особливостей взаємодії хвилі та пучка в однорідному магнітному полі при g > 1 показав, що в даному випадку всі електрони захоплюються при малих значеннях ВЧ-поля, причому у лінійному режимі роботи існує механізм електронно-хвильового підсилення, тому, по-перше, такий підсилювач можна секціонувати (тобто вводити у сповільнюючу систему (СС) локальні поглиначі, розрив СС або дрейф пучка), тому що при відсутності зовнішнього ВЧ-поля об'ємний заряд тільки поліпшує групування електронів на лінійній ділянці підсилювача; по-друге, немає необхідності зменшувати опір зв'язку на ділянці групування підсилювача. При цьому різко зростає коефіцієнт підсилення приладу. В АЛБХ-Н показана можливість отримання коефіцієнта підсилення до G=40дБ у однокаскадному та до G=60дБ в двокаскадному виконанні при значення ККД 70-90%. Розрахунки показали, що при такому виконанні АЛБХ-Н неможливо досягти 100% захвату електронів в згустки (1/16 частина електронів не попадає в згусток).

Для усунення вказаного недоліку в [19] було запропоновано метод отримання 100% захоплення електронів хвилею на початковій ділянці АЛБХ-Н за рахунок невеликого стрибка фазової швидкості хвилі у спіралі. Проведений в [20], [21] чисельний аналіз з використанням цього методу та рівнянь (8) показав, що електронний ККД АЛБХ-Н  $\eta_e > 96\%$  при коефіцієнті підсилення G=40дБ в однокаскадному виконанні цих підсилювачів.

Для отримання необхідних значень соленоїдального магнітного поля можна також використовувати явище високотемпературної надпровідності [13].

Теорія поля об'ємного заряду в аксіальносиметричному потоці при повному екрануванні магнітного поля на катоді розвинута в [22].

#### Висновки

Статтю присвячено аналізу сучасного стану розвитку теорії електронних приладів О-типу з несиметричними полями та хвилями. Проведено огляд основних теоретичних досліджень за період з 1998 по 2010 роки.

#### Література

- Бєлявський Є.Д. Сучасні принципи побудови електронних приладів надвисоких частот // Наукові вісті НТУУ "КПІ". – 1998. - №1. – С.10-16.
- Кац А.М., Кудряшов В.П., Трубецков Д.И. Сигнал в лампах с бегущей волной. Ч. 1. Лампа с бегущей волной О-типа. – Саратов: Изд-во Саратовского гос. Университета. – 1984. – 143 с.
- Рапопорт Г.Н., Назарчук А.Т. О влиянии градиента фазовой скорости на условия самовозбуждения ЛОВ // Радиотехника и электроника. – 1960. – 5. №4.- С. 649-658.
- 4. *Силин Р.А.,* Сазонов В.П. Замедляющие системы. М: Сов. радио. 1966. 632с.
- E.D. Belyavskiy, I.A.Goncharov, A.E. Martynyuk, V.A. Svirid, S.N. Khotiaintsev. Two-Dimensional Small-Signal Analysis of Backward-Wave Oscillation in a Helix Traveling-Wave Tube Under Brilouin-Flow, Periodic Permanent Magnetic Focusing// IEEE transactions on Electron Devices. – 2001. – 48. - №8. – P.P. 1727-1736.
- E.D. Belyavskiy, I.V. Shevelenok, S.N. Khotiaintsev. Linear Two-Dimensional Analysis of Parasitic Backward-Wave Oscillation in a Monafilar-Helix Traveling-Wave Tube // IEEE transactions on Electron Devices. – 2005. – 52.
   - №4. – P.P. 603-610.
- S. Ghost, P.K. Jain, B.N. Basu. Analytical exploration of new tapered-geometry dielectric supported helix slow-wave structure for broad-band TWTs// J. Electromagn. Waves Appl. 1986.- 10. №9. PP. 1217-1222.
- S. Kapoor, R.S. Raju, R.K. Gupta, S.N. Joshi, B.N. Basu. Analysis of an inhomogeneously helical slow-wave structure for broad-band TWTs// IEEE Trans. Electron Devices. – 1989. - 36. - №9. – PP. 2000-2004.
- Г.Н. Рапопорт, Я.Н. Строковский. Обобщенные коэффициенты депрессии многослойной модели пучка в спирально-проводящем цилиндре// Электронная техника. С. 1. Электроника СВЧ. – 1975. - Вып. 4. – С. 105-109.
- Ю.Г. Альтшулер, А.С. Татаренко. Лампы малой мощности с обратной волной. – М: Сов. радио. – 1963. – 296с.
- E.D. Belyavskiy, V.I. Chasnyk, S.N. Khotiaintsev. Nonlinear Analyses of the Parasitic Backward-Wave Oscillation Power in the Magnetically Focused Pulsed Helix Traveling-Wave

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» Tube Amplifier in the Absence of the Amplified Signal // IEEE on Electron Devices. – 2006. – V.53. - №11. – P.P. 2830-2836.

- Белявский Е.Д., Дабижа М.В., Кончиц А.Н. Приближенная нелинейная теория электронно-волнового клистрона // Электроника и связь. – 2005. - №26. – С.9-12.
- Чертоплексов Н.А. Сверхпроводниковые технологи: современное состояние и перспективы практического применения// Вестник Российской Академии наук. – 2001. – Т.71. - №4. – С. 303-319.
- Хамид Аллах Мохаммед. Аналитическая теория усилителя с захватом электронных сгустков полем неоднородной азимутальнонесимметричной волны// Электроника и связь. – 1999. - №6. – Т.1. – С.83-85.
- Хамид Аллах Мохаммед. Методика аналитического расчета автофазной ЛБВ с неоднородным магнитным полем// Электроника и связь. – 1999. - №6. – Т.1. – С.86-88.
- Волхова Т.Л. Оптимизация взаимодействия электромагнитной волны и электронного потока в АЛБВ с учетом поля объемного заряда// Электроника и связь. – 2003. - №19. – С.25-28.
- Бєлявський Є.Д., Волхова Т.Л. Оптимізація перетворення енергії в АЛБХ з азимутальнонесиметричним полем// Наукові вісті НТУУ "КПІ". – 2004. - №6. – С.11-15.
- Балачук Я.П., Белявский Е.Д., Грязнова Т.А. Теория автофазных приборов О-типа с азимутально-несимметричной волной и большим фокусирующим полем// Электроника и связь. – 2005. - №26. – С.9-12.
- Белявский Е.Д., Пилипович С.М., Теличкина О.В. Улучшение группировки в АЛБВ-Н с большим фокусирующим полем// Электроника и связь. – 2007. - №5(40). – С.30-32.
- Беляеский Е.Д., Пилипович С.М. Автофазная ЛБВ-Н с переменной фазовой скоростью и соленоидальной фокусировкой со 100% захватом электронов // Электроника и связь. 2008. №2-3. С.116-118.
- Белявский Е.Д., Теличкина О.В. Автофазная ЛБВ-Н с профилированным соленоидальным фокусирующим полем и оптимальным группирователем// Электроника и связь. – 2008. - №3-4. – С.116-118.
- Белявский Е.Д. Нелинейная теория неламинарной двумерно-дисковой модели пучка в фокусирующем магнитном поле при полной экранировке катода от этого поля.// Техника и приборы СВЧ.-2009г.-№2.-С.14-19.

#### УДК 621.315.612.5 В.И. Часнык, канд. техн. наук

#### Влияние структурной иерархии частиц проводящей фазы в материале объемного поглотителя на процесс поглощения СВЧ-энергии

В работе рассмотрены объемные поглотители с диэлектрической основой из нитрида алюминия и проводящими частицами молибдена. Исследовано влияние сферообразных структур конгломератов, образующихся из частиц молибдена, на уровень поглощения СВЧ излучения при разной концентрации молибдена в композите AIN-Mo. Показано, что максимальное поглощение СВЧ-излучения связано с образованием объемных сферообразных конгломератов и достигается при 16-18%об. с частицами молибдена 21 мкм и при 22-24%об. с размером частиц 4-8 мкм.

This article considers the bulk absorbers with dielectric base made of aluminium nitride and particles of conducting molybdenum. Influence of sphere formed structures of the conglomerates formed by molybdenum particles on microwave absorption level is investigated at different concentration of molybdenum in composite ALN-Mo. It is shown that peak absorption is related to formation of bulk sphere formed shaped conglomerates and is reached at 16-18% of bulk with molybdenum particles of 21 microns and at 22-24 % of bulk with the particles of 4-8 microns.

Ключевые слова: объемный поглотитель, поглощение СВЧ-излучения, композиты, нитрид алюминия, частицы молибдена, конгломерат, сферообразная структура

#### Введение

Известно, что достижение требуемых уровней поглощения СВЧ- энергии в объемных поглотителях осуществляется в основном за счет оптимально выбранных концентраций и размеров частиц проводящей или полупроводящей фазы, т. е. металла или полупроводниковых материалов [1-4]. Большинство авторов сходится в том, что для максимального поглощения СВЧ энергии размеры частиц поглощающей фазы должны быть достаточно малыми. Обычно это единицы микрон [3,4], или они не должны отличаться более, чем на порядок от величины скинслоя [1,2]. Вместе с тем, в [1] приведены зависимости затухания от размеров частиц (см. рис. 21 с. 69), где показано, что наибольшее затухание СВЧ-энергии ~28дБ обеспечивается при размере частиц 160-200 микрон, что приблизительно в 100раз больше величины скинслоя для молибдена в диапазоне частот 3-40 ГГц. Таким образом, вопрос о размере частиц проводящей фазы, обеспечивающих высокое поглощение в объемном поглотителе, далеко не столь однозначен даже для одной и той же керамической основы, какой является в нашем случае нитрид алюминия.

До настоящего времени, несмотря на имеющиеся публикации по внутри-вакуумным поглотителям СВЧ-энергии, остается неизученным вопрос о влиянии структурной иерархии частиц проводящей фазы на поглощение СВЧэнергии и о связи этих пространственных структур с уровнем поглощения электромагнитного излучения в объемных поглотителях.

#### Основная часть

В настоящей работе рассматриваются внутри-вакуумные объемные поглотители с диэлектрической основой из нитрида алюминия (AIN) и проводящими частицами из молибдена. Целью работы является исследование влияния структур, образующихся из частиц проводящей фазы, на поглощение СВЧ-энергии в системе диэлектрик-проводник.

При изготовлении поглотителя использовали порошок нитрида алюминия Донецкого завода химических реактивов. Удельная поверхность порошка AIN составляет 2,0 м<sup>2</sup>/г. В качестве активатора спекания порошка нитрида алюминия применяли оксид иттрия Y2O3 марки ИТО-И (ГОК, Киргизия). Исходный порошок молибдена состоит из трех основных фракций: практически сферообразных, правильноограненых частиц с размерами 10-20 мкм, сростки и цепочки из частичек с элементами правильной огранки-10 мкм; монолитные сростки мелких 1-5 мкм частичек. Для получения смеси AIN-Y2O3 порошок AIN смешивали с порошком Y<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (4%) по массе) сухим способом в планетарном активаторе АПФ (фирма «Гефест», РФ). Удельная поверхность смеси равнялась 3,7 м<sup>2</sup>/г. Затем ее и порошок молибдена смешивали на протяжении 6 мин. Порошковые компакты спекали в атмосфере азота под давлением 0,12 МПа при температуре 1850<sup>0</sup>С на протяжении 60 мин в печи СШВ-1,25/25-11 [5].

Анализ микроструктуры исходных порошков и образцов материалов, полученных после спекания, проводили с помощью оптической, а также сканирующей и просвечивающей электронной микроскопии. На отполированных шлифах с помощью оптического микроскопа NU2 проводили количественную оценку параметров включений металлической фазы, используя специализированный материаловедческий комплекс анализа изображений структур «SIAMS-340». Электрическое сопротивление образцов определяли с помощью прибора Е6-15 по четырехзондовой схеме. Измерение диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь в СВЧ-диапазоне проводились резонансным методом [4]. Измерение затухания кольца поглотителя с размерами Ø16xØ6x2,7 мм, размещенного в резонаторе замедляющей системы макета СВЧ-прибора, проводили на панорамном измерителе КСВН и ослаблений Р2-61 в диапазоне частот 9,5-10,5 ГГц. Методика измерения затухания описана в [4]. Рентгенофазовый анализ образцов поглотителя с содержанием молибдена 38% по массе АН-38М проводили на установке ДРОН-3М в Си Ка-излучении с Ni-фильтром [6]. Гранулометрический состав порошка смеси AIN+4% Y2O3 + 38%Мо (масс.) после размола определяли на приборе GRANULOMERTE 715 E482 CILAS.

На рис. 1 приведен рентгеновский спектр одного из образцов АН-38М в СиКα излучении с резонансами, отмечающими определенные фазы, из которых состоит исследуемый композит.

Анализ рентгеновского спектра показывает,

что композит АН-38М представляет собой гетерофазную структуру, в которой содержатся фазы нитрида алюминия, молибдена и небольшое количество карбида молибдена Mo<sub>2</sub>C и иттрийалюминиевого граната Y<sub>3</sub>Al<sub>5</sub>O<sub>12</sub>.

Гранулометрический состав порошка смеси AIN+4%  $Y_2O_3$  + 38% по массе Мо после размола в течение 6 мин по фракциям был следующим: фракция шихты с размером меньше 4 мкм составляет 48,3%, от 4 до 16 мкм – 20,3%, от 16 до 48 мкм – 26,4% и от 48 до 96 мкм – 5%.

На рис. 2а приведено растровомикроскопическое изображение структуры материала АН-38М с 38% Мо (масс.) или 17%(об.) при относительно небольшом увеличении х72. Светлые зерна микроструктуры соответствуют частицам молибдена, а темный фон – керамической фазе нитрида алюминия. Общее число частиц на рис. 2а – 821. Средний размер частиц молибдена 21 мкм. Из рисунка видно, что металлическая компонента не образует сплошного проникающего каркаса.

Фрагмент того же самого изображения структуры материала АН-38М, но при увеличении х360 показан на рис. 2б. Светлый фон на рис. 2б соответствует диэлектрической фазе нитрида алюминия, частицы молибдена показаны черным цветом. В левой половине рис. 2б конгломерат размером 190х220 мкм, состоящий из крупных частиц молибдена, ограничен штриховой линией. Большинство образующих этот конгломерат частиц молибдена имеет вытянутую форму с размерами по длине от 40 до 64 мкм и шириной от 15 до 22 мкм. В правой части рис. 2б показаны еще два конгломерата с размерами 116х40 мкм – верхний и 90х32 мкм – нижний.



Рис. 1. Рентгеновский спектр образца AIN-Mo (38% масс)

Конгломерат-образование (совокупность) из близко расположенных частиц проводящей фазы – молибдена. Расстояние между соседними частицами молибдена в конгломерате обычно меньше размеров самих частиц. Промежутки между частицами молибдена заполнены плотно упакованными частицами матричной керамической фазы нитрида алюминия. Частицы молибдена, из которых состоят конгломераты, образуют в пространстве объемную сферообразную структуру в матричной керамической фазе нитрида алюминия.

Измеренный коэффициент поглощения электромагнитной энергии материала AH-38M из нитрида алюминия с 38%Mo (масс.) и средним размером частиц 21 мкм составляет 35±2 дБ/см на частотах 9,5-10,5 ГГц; диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon$ =17±1 на частоте 3,2 ГГц; тангенс угла диэлектрических потерь tg $\delta$ =0,066 на частоте 3,2 ГГц.

Следует отметить, что размеры конгломератов 190-220 мкм в материале АН-38М с уровнем поглощения 35±2 дБ/см очень близки к размерам крупных частиц 160-200 мкм, обеспечивающих наибольшее затухание СВЧ-энергии [1]. Следовательно, конгломераты с размером около 200 мкм ведут себя подобно целым большим частицам такого же размера и вызывают сильное поглощение СВЧ-излучения. В крупных частицах молибдена с размером 160-200 мкм поглощение происходит за счет скин-эффекта, но носит одномоментный характер. В конгломератах, состоящих из частиц молибдена с размером 40-64 мкм, процесс поглощения тоже происходит за счет скин-эффекта, но он более длителен во времени. Во-первых, это происходит за счет отражений, переотражений и поглощения СВЧ-излучения в близко расположенных частицах, образующих сферу конгломерата, а также за счет отражений и поглощения внутри конгломерата. Во-вторых, совокупность сферообразных структур в композите AIN-Мо играет роль своеобразной замедляющей системы для электромагнитной волны. В связи с этим суммарное поглощение СВЧ-излучения и становится таким значительным.

На рис. 3 приведены зависимости электрического сопротивления в композитах AIN-Мо от концентрации молибдена с частицами молибдена разного размера. Как следует из рис. 3, измеренный порог перколяции в исследуемом композите AIN-Мо (кривая 2) наступает при концентрации молибдена больше 18%об. Указанный ранее коэффициент поглощения СВЧэнергии 35±2 дБ/см был получен при концентрации молибдена в 17%об. или 38% Мо по массе.

Теперь проанализируем возможность образования пространственных структур в объемном поглотителе, состоящего из нитрида алюминия (размер частиц 1-3 мкм) и молибдена (4-8 мкм). С этой целью воспользуемся зависимостью диэлектрической проницаемости (є) и коэффициента поглощения (L дБ/см) от концентрации частиц молибдена в объемном поглотителе AIN-Мо (рис. 4), приведенными в [3]. Из рис. 4 видно, что существуют две сильно отличающиеся по уровню поглощения СВЧ- излучения области концентраций молибдена. Так, при концентрации молибдена 18-30% (Мо,об.) зависимость коэффициента поглощения (кривая 2) похожа на резонансную кривую. В этой области поглощение быстро нарастает в 100 раз (от 10 до 30 дБ) при 18-24% (Мо, об.) и быстро спадает, тоже в 100 раз при 25-30% (Мо, об.).





В области концентраций молибдена от 0 до 13% коэффициент поглощения растет пропорционально содержанию молибдена. Если бы и после 13%, сохранялось пропорциональное увеличение затухания с ростом концентрации молибдена приблизительно 1дБ/см на один процент увеличения концентрации молибдена, зависимость коэффициента поглощения то имела бы вид штриховой кривой (3), показанной на рис. 4. Однако в действительности из-за влияния на затухание конгломератов, образующихся при концентрации молибдена больше 22%об. коэффициент поглощения СВЧ-энергии намного больше. Так, по отношению к пропорциональному увеличению затухания (кривая 3 на рис. 4), реальное затухание в композите AIN-Мо при 22-24% (Мо, об.) больше на 12,5-16 дБ, т.е. в 18-40 раз сильнее.



Рис. 4. Зависимости диэлектрической проницаемости є (кривая 1) и коэффициента поглощения электромагнитной энергии L (кривая 2) от содержания молибдена в композите AIN-Mo с частицами молибдена 6 мкм; 4 – уровень поглощения в композите AIN-38% Mo с частицами молибдена 21 мкм

Косвенным подтверждением существования таких структур является значительное увеличение диэлектрической проницаемости ε в композите AIN-Mo при содержании частиц молибдена более 18% по объему (см. рис. 4 кривая 1).

Образование объемных структур из частиц молибдена в композите AIN-Mo с рамером частиц 4-8 мкм практически совпадает с порогом перколяции, т.е. с кардинальной сменой электрического сопротивления материала поглотителя (кривая 1 на рис.3) [3]. Электрическое сопротивление композита AIN-Мо резко падает от величины 10<sup>11</sup> Ом м в области 18-24% до десятков и единиц Ом в области 26-27% (Мо, об.). Такое изменение сопротивления свидетельствует о том, что конгломераты начинают соприкасаться друг с другом (область 24-26%Мо), а при концентрации Мо≥27%, образуется, по всей видимости, непрерывный каркас из проводящей фазы и, как следствие поглощение электромагнитного излучения резко падает.

На основании проведенного анализа можно предложить следующие две основные модели структурной иерархии композита с непрерывной основной фазой из нитрида алюминия и частиц проводящей фазы из молибдена. Схемы этих моделей приведены на рис. 5а, в. Светлый фон на рис.5 соответствует диэлектрической фазе из AIN, частицы проводящей фазы показаны черным цветом. Модель на рис.5а с отдельными частицами проводящей фазы соответствует структуре композита AIN-Мо с частицами молибдена 4-8 мкм и содержанием их до18%Мо (об.). На рис.5б показано начало формирования цепочек и конгломератов из частиц проводящей фазы. Модель на рис. 5в с цепочками и конгломератами из частиц молибдена отражает структуру композитов AIN-Мо при концентрациях молибдена, близких к порогу перколяции, т.е. 16-17%Мо об. для материала AH-38М и 22-23%Мо об. для AH-50M.



Рис. 5. Модели структурной иерархии композита с непрерывной основной фазой из AIN (светлый фон) и частиц проводящей фазы (черный цвет): а – с отдельными частицами; б – с формирующимися цепочками и конгломератами; в – с цепочками (1) и конгломератами (2) из частиц

Можно сделать вывод о том, что совокупность пространственно- развитых структур, состоящих из частиц проводящей фазы, таких, как конгломераты и цепочки различного вида, способствует тому, что диэлектрические, магнитные и электрические свойства гетерофазных композитов существенно отличаются от тех, в которых этих структур в материале поглотителя нет или они присутствуют в очень ограниченных количествах. Комплекс физических свойств и особенностей, проявляющихся в сильном изменении величин диэлектрических и электрических параметров таких как ε, tgδ, ρ(Ом/м) приводит к дополнительному рассеянию, переотражению и значительному увеличению поглощения электромагнитного излучения в широком диапазоне СВЧ-длин волн.

Для определения структурной иерархии композитов AIN-Mo, геометрических размеров деталей их строения, а также влияния структурной иерархии на их свойства, необходимо проводить анализ структур этих материалов на макроуровне с увеличением 70-130 и микроуровне с увеличением 300-800. Макроуровень необходим для выявления общего вида и типа структурной иерархии композита, а микроуровень – для определения размеров и формы частиц проводящей фазы, их взаимного расположения. Для определения фазового состава гетерофазных композитов необходим также рентгенофазовый спектральный анализ образцов.

#### Выводы

При разработке новых объемных поглотителей СВЧ-энергии необходимо обращать внимание не только на оптимальную концентрацию и размер частиц проводящей фазы, но и на поиск условий для создания в материале поглотителя объемных сферообразных структур- конгломератов, состоящих из проводящих частиц. Тем более, что контролировать наличие конгломератов не представляет особой сложности, так как для этого достаточно измерять удельное электрическое сопротивления материала поглотителя на постоянном токе. Необходимо выбирать такие температурные режимы и условия спекания, чтобы электрическое сопротивления материала поглотителя после спекания соот-

НИИ «Орион», г. Киев

ветствовало величине электрического сопротивления начала порога перколяции. Как показали исследования композитов с проводящей фазой из частиц молибдена и диэлектрической фазой из нитрида алюминия, при этих условиях происходит образование сферообразных конгломератов и можно достичь максимального поглощения СВЧ-энергии в материале поглотителя.

#### Литература

- Ковнеристый Ю.К., Лазарева И.Ю., Раваев А.А. Материалы, поглощающие СВЧ-излучения. М., 1982. 164 с.
- Ирюшкина Л.Ф., Воробьева Н.И. Материалы для внутривакуумных поглотителей СВЧэнергии. Обзоры по электронной технике. ЦНИИ «Электроника».М.. сер.6. Материалы. 1988. 41 с.
- Бухарин Е.Н., Власов А.С., Алексеев А.А. Новые высокотеплопроводные объемные СВЧ поглотители. Электронная техника. Сер. Материалы.-Вып.6(235)-1988.-с. 66-70.
- Часнык В.И., Фесенко И.П. Объемный поглотитель СВЧ- энергии на основе нитрида алюминия и карбида кремния. Техника и приборы СВЧ. 2008., №2, с. 45-47.
- 5. *Фесенко І.П.*, Часник В.І., Кузенкова М.О. та інші. Діелектричні властивості композитів на основі AIN в мікрохвильовій області. Сверх-твердые материалы. 2004, №1.с. 16-22.
- Марков В.Я., Белявіна Н.М. Апаратнопрограмний комплекс для дослідження полікристалічних речовин за їх рентгенівськими дифракційними спектрами. Матеріали 2-ої Міжнар. конф. «Конструкційні та функціональні матеріали», Львів, 14-17жовтня. 1997 р. Львів: Вид-во НТШ, 1997с. 260-261.

#### УДК 05.27.01

В.О. Москалюк, канд. техн. наук, А.В. Федяй, О.Ю. Ярошенко

#### Прикладна програма для моделювання переносу заряду в квантово-розмірних гетероструктурах з графічним інтерфейсом користувача

В рамках формалізму огинаючих функцій розроблені одно- та дводолинна моделі стаціонарних електронних процесів в квантоворозмірних геретоструктурах. Самоузгодження заряду в квантовій області досягається використанням методом Хартрі, Г-Х-розсіювання на гетероінтерфейсах враховується за допомогою сталої міжзонної взаємодії. Розсіяння на оптичних фононах враховано шляхом введення уявної частини в Гамільтоніан, а також шляхом поділу всього струму через структуру на струм через когерентний та послідовний канали. Дружній інтерфейс, який реалізовано в середовищі MatLab, дозволяє створювати будь-яку послідовність гетерошарів для аналізу більшості сполук А<sup>Ш</sup>В<sup>V</sup>.

One- and two-band models of stationary electronic processes in nanoscaled heterostructures were developed, using envelope function formalism. Selfconsistency of quantum charge were achieved by Hartree method; **Г-X** mixing at the hetero-interfaces was included using conception of intervalley coupling constant. Optical phonon scattering were taken into account via introduction of complex part into Hamiltonian, as well as by means of partition of a whole current into coherent and sequential tunneling channels. User-friendly interface realized in Matlab allows to create any consequence of heterolayers for analysis of most of the A<sup>III</sup>B<sup>V</sup> compounds.

Ключові слова: моделювання квантоворозмірних структур, сполуки АЗВ5, метод огинаючих функцій, графічний інтерфейс користувача, дводолинна модель.

#### Вступ

Моделювання квантоворозмірних структур з поперечним переносом заряду історично пройшло декілька етапів розвитку. Формалізм огинаючих функцій [1], методи функцій Гріна та Вігнера [2,3], та інші формалізми були застосовано в різний час різними авторами з моменту виходу піонерської роботи [4] до цього часу. Шлях підвищення точності та адекватності моделей пролягав через розробку процедури врахування об'ємного заряду, уточнення зонної структури відповідних сполук, а також урахуванні процесів розсіювання [5]. Одночасне застосування усіх вказаних чинників призводить до непомірного ускладнення чисельної процедури моделювання. За таких умов мають бути застосовані адекватні чисельні методи. У даній роботі автори керувались двома принципами: вірне формулювання чисельних алгоритмів, що враховують фізичну природу процесів (1) та використання швидких та стійких чисельних методів (2).

Серед програмних пакетів для імітаційного моделювання (simulation), що розповсюджуються на безоплатній основі можна виділити Simulation Package "WinGreen" [6], розробка якого почалася в 2005 р. в Julich, Німеччина. Цей пакет дозволяє моделювати квантоворозмірні гетероструктури з поперечним переносом заряду; формалізм, який використаний для побудови моделі – метод функцій Гріна [2]. Номінально пакет розрахований на те, щоб забезпечувати моделювання в одно- та 10-зонному наближенні. Однак 10-зонне моделювання до цього часу не досягло рівня будь-якої адекватності. Наші чисельні експерименти показали, що у 10-зонному наближенні як коефіцієнт передачі, так і, як наслідок, розрахований струм через гетероструктуру знаходяться поза межами здорового глузду. В цьому можна переконатися, безпосередньо спробувавши змоделювати у WinGreen, наприклад, резонансно-тунельний діод у 10-зонному наближенні. Іншим недоліком пакету є відсутність механізму врахування розсіювання (змішування електронних станів) на гетероінтерфейсах, а також неможливість врахування полярного оптичного розсіювання, що зазвичай є найважливішим видом розсіювання у таких структуpax.

Таким чином, розробка альтернативного пакету для моделювання вказаних структур є актуальною. Слід зауважити, що дана робота – перша спроба створення подібного пакету в цій країні.

#### 1. Фізична модель

#### 1.1. Поділ на області.

Вся структура розбивається на два види областей: резервуари та квантову область. Електрони в резервуарах та квантовій області знаходяться в суттєво відмінних умовах, тому описуються порізному. Перелік властивостей цих областей у однодолинному наближенні, обумовлених ними припущень та формул, що з них випливають, подано в таблиці до рис. 1, де введено позначення:  $m^*$  – ефективна маса електрона у Г-долині матеріалу резервуарів, е – елементарний заряд,  $k_{\rm B}$  – стала Больцмана,  $\hbar$  – стала Планка,  $E_z$  – поздовжня енергія електрона,  $E_z = \frac{\hbar^2 k_z^2}{2m^*}$ , де  $k_z$  – z–проекція хвильового вектора електрона,  $k_\perp$  – проекція хвильового вектора на площину, перпендикулярну напрямку росту гетероструктури,  $E_{\Phi}$  – рівень Фермі електронів у резервуарах, відрахований від дна зони провідності у відповідному резервуарі;  $U = E_C + U_{\rm H}$  – потенціальна енергія електрона, що є сумою потенціальної енергії решітки  $E_C$  та потенціальної енергії Хартрі  $U_{\rm H}$ ,  $U_{i0(i5)}$  – значення потенціальної енергії електрона на лівій (правій) границі квантової області.

Подробиці отримання формул з рис. 1 можна знайти в [7]. Моделі такого типу іноді називаються комбінованими [1].

#### 1.2. Хвильові функції електронів.

Знання хвильових функцій електронів необхідно для знаходження концентрації електронів у квантовій області, що випливає з рис. 1.

Рівняння Шредінгера для огинаючої функції в Г-долині має вигляд:

$$\widehat{H}_{\Psi\Gamma} = E_z \Psi_{\Gamma}$$
, де

$$\widehat{H}_{\Gamma} = \widehat{T} + E_c(z) + U_H(z) + \alpha \delta(z_i) \psi_X + i W_{op} \quad (1)$$

в якому:



Рис. 1. До поділу на резервуари та квантову область

 $\hat{T} = -\frac{\hbar^2}{2} \frac{\partial}{\partial z} \frac{1}{m_{\Gamma}(z)} \frac{\partial}{\partial z}$  оператор кінетичної енергії;

*E<sub>c</sub>*(*z*) – дно зони провідності для Г-долини;

*U<sub>H</sub>* – потенціал Хартрі; α – стала міждолинної взаємодії (eB·Å); ψ<sub>X</sub> – огинаюча хвильової функції в Х-долині зони провідності; δ(*z<sub>i</sub>*) – дельтафункція Дірака, *z<sub>i</sub>* – координати гетерограниць;

*W<sub>op</sub>* – так званий оптичний потенціал, який моделює процеси виходу електронів з когерентного каналу тунелювання завдяки взаємодії з полярними оптичними фононами.

В (1) враховано самоузгодження методом Хартрі [8], змішування станів на гетероінтерфейсах – відповідно до [9, 10, 11] полярне оптичне розсіювання – у відповідності до [12, 13].

Аналогічний (1) вид має також Гамільтоніан для рівняння Шредінгера огинаючої функції електрона з Х–долини.

Припускаючи, що в резервуарах електронні хвилі мають вигляд плоских хвиль, формують відповідні граничні умови для рівняння Шредінгера. Такий підхід називається "quantum transmitting boundary method" (QTBM) [14].

Хвильова функція електронів у дводолинній моделі представляється у вигляді біспінора,  $\psi = [\psi_{\Gamma} \psi_{X}]^{T}$ ; між його компонентами відбувається змішування на гетерограниці, як описано в [9,10]. Вважається, що в резервуарі, з якого інжектується електрон, усі електрони знаходяться виключно в Г–долині, відтак у лівому резервуарі  $\psi_{X} = 0$ . Решта граничних умов звичайна для *QTBM* [14].

#### 1.3. Струм через квантову область

Розраховується по адаптованій формулі Тсу-Есакі [4] з урахуванням когерентного та некогерентного каналів переносу заряду:

$$J = \frac{2m^{2} e k_{\rm E} T}{(2\pi)^{2} \hbar^{3}} \int_{\max(U_{i5}, U_{i0})}^{\infty} T(E_{z}) D(E_{z}) dE_{z}, \quad (2)$$

де *T*(*E<sub>z</sub>*) – ймовірність тунелювання електрона, що має складову поздовжньої енергії *E<sub>z</sub>*, через квантову область,

$$D(E_z) \equiv \ln\left(\frac{1 + \exp\left(-\frac{E_z - (E_{\Phi} + U_1)}{k_{\rm B}T}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{E_z - (E_{\Phi} + U_N)}{k_{\rm B}T}\right)}\right) - \text{так звана}$$

«supply function» [15]. Адаптованою формула (2) називається тому, що *T*(*E*<sub>z</sub>) включає в себе як когерентну, так і послідовну складову струму

через квантову область:  $T(E_z) = T_c(E_z) + T_s(E_z)$ , кожна з яких для однодолинної моделі визначається у відповідності до [1, 13], в той час як для дводолинної моделі  $T_c(E_z) = T^{\Gamma X \Gamma} + T^{\Gamma X}$ , де складові знаходяться, як описано в [10].

## 2. Формулювання та реалізація чисельних методів

Як було сказано у вступі, реалізація моделі на персональному комп'ютері потребує використання швидких та стійких алгоритмів.

Для знаходження інтегралів n<sub>L(R)</sub> (рис. 1) та J (формула 2) було, по-перше, змінено верхню нескінченну границю на  $E_{\phi} + \max(U_{i0(i5)}) + 10 \cdot k_{\mathsf{Б}}T$ , можливість чого слідує з того, що  $0 < T(E_z) \le 1$ , а  $D(E_z)$  досить швидко прямує до 0 з ростом Ez. По-друге, враховуючи, що функція  $T(E_z)$  проявляє сильно виражений резонансний характер, використано рекурсивний алгоритм Сімпсона з автоматичним підбором кроку інтегрування. У MatLab цей алгоритм реалізує функція quad. Крім того, ця функція була змінена: вона була адаптована для роботи з аргументом у вигляді вектора. Така необхідність зумовлена наявністю у підінтегральному виразі для n<sub>L(R)</sub> функції від координати (хвильової функції  $\psi_{L(R)}(E_z(k_z), z)$ ), що знаходиться для певної енергії відразу в усіх дискретних точках  $z_i$ , на які розбито простір структури. Тому й інтеграл n<sub>L(R)</sub> з метою економії часу має знаходитись відразу у всіх точках z<sub>i</sub>, тобто маємо, фактично, вектор інтегралів.

Слід зауважити, що стандартна функція *MatLab quad* не є оптимальною для інтегрування такого класу функцій, в яких є члени виду  $1/\sqrt{E_z}$  (якими є підінтегральна функція в  $n_{L(R)}$ ); нами ведеться пошук кращих методів.

Окрім того, для взяття інтегралу *J* згідно формули (2) до переліку вихідних параметрів функції *quad* додано вектор енергій, у яких проводилося оцінювання підінтегральної функції. Цей вектор потім використовувався, щоб знайти ймовірність проходження електроном квантової структури саме тих енергій, які є його елементами.

Кінцево-різницева схема, що відповідає рівнянню Шредінгера для однодолинної моделі [7] та двох пов'язаних між собою рівнянь Шредінгера в дводолинній моделі [16] є консервативною, отриманою інтегро-інтерполяційним методом [17], клас точності – другий. У поточній версії програмного пакету використана рівномірна просторова сітка; ведеться розробка схеми з автоматичним підбором кроку. Отримані системи лінійних алгебраїчних рівнянь розв'язуються: в однодолинній моделі методом Томаса [18], у дводолинній – прямим методом, що враховує вигляд матриці коефіцієнтів. У останньому випадку при програмній реалізації використовується також поняття розріджених матриць (*sparse matrix*), що дозволяє не запам'ятовувати нульові елементи, кількість який в порядки разів більша, аніж ненульових.

#### 3. Структура інтерфейсу прикладної програми

У відповідності з фізичною моделлю розроблено графічний інтерфейс. На рис. 2 зображено розроблений інтерфейс прикладної програми, у якому відкрита вкладка «Квантова область».

Усі три вкладки «Эмитер» (тобто лівий резервуар); «Квантовая область», та «База» (тобто правий резервуар) організовані однаково. У них вказуються параметри кожного шару:

1. Молярна доля відповідного елементу у потрійних структурах (до прикладу, частка Al у сполуці Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As);

2. Сама матеріальна основа – «Выбор материала» (зазвичай це потрійні сплави, тому позначаються як AlGaAs, AlGaN, InGaAs і т.д.);

- 3. Ширина кожного шару, d;
- 4. Концентрація електронів у кожному з шарів;

5. Параметр розсіювання W<sub>ор</sub>,

Для зручності створення багатошарових структур вкладки забезпечені кнопками «видалити рядок», «додати рядок» і т.д.

Матеріальна основа структури та молярна доля відповідного елементу в ній визначає фізичні та електричні властивості кожного шару. В однодолинній моделі це такі параметри:

- ефективна маса електрона в Г-долині; діелектрична проникність відповідної сполуки;
- розриви зони провідності в Г-долині;
- параметр розсіювання.

У дводолинній моделі до вищевказаних параметрів додаються такі:

- ефективна маса електрона в Х-долині;
- відстань між X- та Г-долинами;
- параметр міждолинної взаємодії.

Ці файли являють собою файли типу \*.dat, з яких відбувається зчитування параметрів основною програмою. Слід зазначити, що користувач може сам створювати такі файли для потрійних сполук.

Вкладка «Общие установки» визначає параметри чисельного алгоритму та величини, які буде розраховано та відображено, діапазон їх зміни та ін.

Результати роботи програми відображуються у вкладці «Графики». Доступні для відображення наступні величини:

а) розподіли в просторі:

- потенціалу;
- концентрації;
- густини електронних станів за енергією;
- повної функції розподілу за енергією;
- б) розподіл за енергією:
- коефіцієнту проходження при певних значеннях напруги;
- в) вольтамперна характеристика.

Вигляд такої вкладки за умови розрахунку всіх параметрів показано на рис. 3.

Эмитер	Кван	Квантовая область		База (	Общие установки		Графики		HELP	I	
Выбор мате 'Ctrl' + 'I	ериала М'	Вы здесь Строка 1 Столбец 1									
AlGaAs 🗾 🗾		1) Материал		2) Молярная доля 3) d,нм		4) n, 10^16 см^-3		5) Рассеивание	6) н.д.		
		1	AlGaAs	0	10	1.000	00e+14	0	0		
		2	AlGaAs	0.3300	3	1.000	00e+14	0	0		
		3	AlGaAs	0	4	1.000	)0e+14	0	0		
Перемести строку ввер 'Ctrl' + 'up'	гь	4	AlGaAs	0.3300	3	1.000	00e+14	0	0		Удалить
	0×	5	AlGaAs	0	20	1.000	00e+14	0	0		строку 'Delite'
Переместит сроку вниз 'Ctrl' + 'dou	ть 3 n'										Вырезать строку 'Ctrl' + 'X'
Сортировка возрастани 'Page Up'	по 11:11										Копировать строку 'Ctrl' + 'C' или 'Ctrl' + 'insert'
Сортировка убываник 'Page Dow	no n'										Вставить 'Ctrl' + 'V' или 'Shift' + 'insert'
Отменити последнея действия 'Ctrl' + 'Z'											Вставить новую 'Ctrl' + 'N'

Рис. 2. Відкрита вкладка «Квантова область»





Як бачимо, у верхній частині показано у крупному масштабі відповідний графік (густина станів у резонансно-тунельному діоді, в даному випадку), а нижче в дрібному масштабі – сусідні з ним за напругою графіки для того, щоб можна було оцінити динаміку зміни величини зі зміною напруги. Подібну структуру мають також інші графіки.

#### Висновки

Розроблена модель квантоворозмірних напівпровідникових гетероструктур з поперечним переносом заряду дозволяє описувати електронні процеси, що в них відбуваються в одно- та двозонному наближенні. Модель, що описана в даній роботі переважно шляхом посилань на попередні роботи, увібрала в себе найкращі риси спроб моделювання квантоворозмірних структур (зокрема РТД) з використанням формалізму огинаючої функції. Більшість переваг (або недоліків) запропонованої моделі важко виділити, оскільки достеменно невідомо, як саме математично та програмно реалізовувалися моделі попередніх авторів. Відомо, однак, що в роботі [16] квантовомеханічно описувалася лише квантова яма РТД, тоді як у даній роботі ми описуємо і квантові ями і бар'єри квантовомеханічно. Інші автори [19] використовували наближення повністю когерентного електронного транспорту, що робить неможливим врахування процесів розсіювання у квантовій області. У цих аспектах описана тут модель є більш адекватною.

Крім того, розроблений алгоритм адаптовано для того, щоб моделювати не тільки двобар'єрні, але й багатобар'єрні структури, включаючи надрешітки. Це єдина відома на сьогоднішній день прикладна програма такого призначення, що виконана із застосуванням формалізму хвильових функцій та має графічний інтерфейс.

Дружній інтерфейс, що його розробила авторка, дозволяє без зайвих зусиль експериментувати з новітніми напівпровідниковими матеріалами на звичайному ПК, що є підтвердженням ефективності обраних для програмної реалізації чисельних методів.

На даному етапі програма проходить верифікацію та тестування, тому ми пропонуємо усім бажаючим скористатися нею поки що в учбових цілях, а також запрошуємо прийняти участь в її удосконаленні. Вихідні коди ми лишаємо відкритими.

Поточну версію прикладної програми можна завантажити з сайту кафедри фізичної та біомедичної електроніки НТУУ «КПІ»: <u>http://www.phbme.ntu-kpi.kiev.ua/~fedyay</u>. Для її роботи необхідно мати *MatLab* 2009.

#### Література

- Абрамов И.И., Гончаренко И.А. Численная комбинированная модель резонансно-туннельного диода // Физика и техника полупроводников. - 2005. – Вып. 39. - С. 1138-1145.
- 2. *R. Lake* and S. Datta. Nonequilibrium "Green's function method applied to double barrier reso-

nant tunneling diodes", Phys. Review B, vol. 45, pp. 6670-6685, 1992.

- K.L. Jensen and F.A. Buot. "Effects of spacer layers on the Wigner function simulation of resonant tunneling diodes", J. Appl. Phys., vol. 65, pp. 5248-8061, 1989.
- *R. Tsu* and L. Esaki. "Tunneling in a finite superlattice", Appl. Phys. Letters, vol. 22, pp. 562– 564, 1973.
- 5. Sun J.P Mains R.K., Haddad G.I. "Resonant tunneling diodes: models and properties", Proc. of IEEE, vol. 86, pp. 641-661, 1998.
- 6. Пакет для моделювання поперечного транспорту в наноструктурах WinGreen <u>http://www.fz-juelich.de/ibn/mbe/software.html</u>
- Moskaliuk V., Timofeev V., Fedyay A. Simulation of transverse electron transport in resonant tunneling diode // Abstracts Proceedings of 33<sup>nd</sup> International Spring Seminar on Electronics Technology "ISSE 2010". – ISBN 978-1-4244-7849-1.
- Науен Ван Хьюеу. Основы метода вторичного квантования. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 208 с.
- Liu H.C. Resonant tunneling through single layer heterostructure // Appl. Phys. Letters – 1987. – Vol. 51, No. 13. – P. 1019–1021.
- Sun J.P., Mains R.K., Yang K., Haddad G.I. A self-consistent model of Γ-X mixing in GaAs/AIAs/GaAs quantum well using quantum transmitting boundary method // J. Appl. Phys. – 1993. – Vol. 74, No. 8. – P. 5053–5060.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

- Васько Ф.Т. Электронные состояния и оптические переходы в полупроводниковых гетероструктурах. – К.: Наукова Думка, 1993. – 181 с.
- Zohta Y., Tanamoto T. Improved optical model for resonant tunneling diode // J.. Appl. Phys. – 1993. – Vol. 74, No. 11. – P. 6996–6998.
- Sun J.P. Haddad G.I. Self-consistent scattering calculation of Resonant Tunneling Diode Characteristics // VLSI design. – 1998. – Vol. 6, P. 83–86.
- Lent C. S. and Kirkner D. J. The quantum transmitting boundary method // Journal of Applied Physics. - 1990. - Vol. 67. - P. 6353–6359.
- Mizuta H., Tanoue T. The physics and application of resonant tunnelling diode. – Cambridge University Press, 1993. – 245 c.
- Abramov I.I.; Goncharenko I.A.; Kolomejtseva N.V.; Shilov A.A. RTD Investigations using Two-Band Models of Wave Function Formalism // Microwave & Telecommunication Technolog, CriMiCo 2007. 17<sup>th</sup> International Crimean Conference (10–14 Sept. 2007), 2007.–P.: 589–590.
- Самарский А.А. Введение в теорию разностных схем. – М.: «Наука», 1971. – 553 с.
- Хокни Р., Иствуд Дж. Численное моделирование методом частиц: Пер. с англ. – М.: Мир, 1987. – 640 с.
- Pinaud O. Transient simulation of resonanttunneling diode // J. Appl. Phys. – 2002. – Vol. 92, No. 4. – P. 1987–1994.

#### Теория сигналов и систем

УДК 621.314

В.В. Рогаль, канд. техн. наук, А.Л. Осадчий

#### Дискретное моделирование широтно-импульсных преобразователей

Рассмотрен метод моделирования широтно-импульсных преобразователей в режиме непрерывного тока дросселя. Результат моделирования – дискретная модель преобразователя в пространстве состояний, с периодом дискретизации равным периоду переключения. Использование предложенной модели позволяет формализовать задачи анализа объекта и разработки системы управления методами современной теории автоматического управления.

The method of modeling pulse-width modulated converters in continuous conducting mode is considered. The result of modeling is a discrete state-space model of converter, with a discretization period equal to switching one. Using of the proposed model can formalize the tasks of object analysis and control system design by using the methods of the up-to-date control theory.

Ключевые слова: широтно-импульсный преобразователь, период переключения, пространство состояний, модель, линеаризация.

#### Введение

Широтно-импульсные преобразователи (ШИП) напряжения широко используются в источниках питания большинства электронных устройств.

Наиболее эффективные устройства электропитания создаются на основе цифровых микропроцессорных систем управления.

Важное преимущество цифровых систем управления преобразователями перед аналоговыми заключается в возможности реализовать гибкие и сложные алгоритмы управления [1]. Принципиально улучшить качество управления преобразователем можно, использовав для управления не только информацию о сигнале ошибки, но и о модели преобразователя.

Моделирование ШИП как объекта управления является достаточно сложной задачей, потому что электронные ключи работают в режиме коммутации, а компоненты цепи соединены вместе в периодически переменных конфигурациях, каждая из которых описывается независимым уравнением [2,3]. В то же время, сигнал управления рассчитывается исходя из сигнала ошибки один раз на период переключения или даже реже.

В работах ряда зарубежных ученных анализ переходных процессов и разработку системы

управления проводят по непрерывной модели возмущений в окрестности установившегося режима [4], при этом рекомендуют модель преобразователя представлять в стандартной канонической форме описания [5]. Это эквивалентная цепь, которая описывает основные физические функции преобразователя.

Предложенный метод моделирования ШИП позволяет получить единую дискретную модель в пространстве состояний с периодом дискретизации равным периоду переключения.

Такая форма представления модели преобразователя адаптирована для применения методов современной теории автоматического управления [6,7], потому что объект управления описан в наиболее общем виде.

#### Допущения при моделировании

Рассмотрим работу ШИП в режиме непрерывного тока дросселя. Будем считать электронный ключ идеальным, а элементы схемы линейными с постоянными параметрами. При этом преобразователь описывается различными дифференциальными уравнениями при двух положениях ключа.

Тогда можно записать уравнение преобразователя в векторно-матричной форме:

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_{1u} u(t); 0 \le t \le \gamma T, \\ \frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_{2u} u(t); \gamma T \le t \le T. \end{cases}$$
(1)

где x(t) – вектор переменных состояния, u(t) – вектор входов,  $A_1$ ,  $A_2$  - системные матрицы,  $B_{1u}$ ,  $B_{2u}$  - входные матрицы по напряжению, T – период переключения,  $\gamma$  - коэффициент заполнения.

Формирование разностных уравнений преобразователя проведём в такой последовательности:

1. Определение математической модели для большого сигнала.

2. Выбор рабочих условий в установившемся режиме для преобразователя.

3. Непрерывное моделирование возмущений около установившегося режима.

 Получение разностных уравнений путем интегрирования «малых» возмущений во временной области по одному полному периоду преобразователя. Рассмотрим представленный метод моделирования по шагам.

1. Определение математической модели для большого сигнала

$$\frac{dx(t)}{dt} = D_{1}(t) [A_{1}x(t) + B_{1u}u(t)] + D_{2}(t) [A_{2}x(t) + B_{2u}u(t)].$$
(2)

Функции *D*<sub>1</sub>(*t*),*D*<sub>2</sub>(*t*) – скалярные функции широтно-импульсной модуляции, или функции модуляции.

Изменение функций модуляции показано на рис.1.

2. Выбор рабочих условий в установившемся режиме для преобразователя

Сигнал управления преобразователем – сигнал управления ключом из широтно-импульсного модулятора.

Второй шаг при выводе разностных уравнений – определение функций модуляции в установившемся режиме  $\overline{D}_1$  и  $\overline{D}_2$ , которые через уравнение (2) приводят к установившемуся решению  $\overline{x}(t)$ :

$$\frac{d\overline{x}(t)}{dt} = \overline{D}_{1} \left[ A_{1}\overline{x}(t) + B_{1u}\overline{u}(t) \right] + \\ + \overline{D}_{2} \left[ A_{2}\overline{x}(t) + B_{2u}\overline{u}(t) \right].$$
(3)

#### 3. Непрерывное моделирование возмущений около установившегося режима

Опишем поведения возмущений около установившегося решения, при модуляции переднего фронта рис. 3. Вывод дифференциальных уравнений для модуляции «заднего фронта» идентичен, как и для модуляции «переднего фронта», с разницей по относительному времени отсчета, так что результат для обоих случаев можно определить одновременно. Ширина n-ого возмущения – время  $t_n$ , но вместо использования этой переменной при выводе используем нормализированную переменную  $d_n$ , определенную соотношением  $d_n = \frac{\Delta t_n}{T}$ . При малой модуляция по сравнению с периодом работы преобразователя T действительно неравенство  $|d_n| \ll 1$ .

Для определения эффектов модуляции, показанной на рис. 3, подставим  $D_1(t) = \overline{D}_1(t) - d(t)$ и  $D_2(t) = \overline{D}_2(t) + d(t)$  в уравнение (2). Так как это возмущение при модуляции в установившемся режиме даст возмущение  $\tilde{x}(t), \tilde{u}(t)$  около установившегося решения  $\overline{x}(t), \overline{u}(t)$ , подставим также  $x(t) = \overline{x}(t) + \tilde{x}(t), u(t) = \overline{u}(t) + \tilde{u}(t)$ , в уравнение (2).

$$\frac{d(\overline{x}(t) + \widetilde{x}(t))}{dt} = (\overline{D}_{1} - d(t)) \times \\ \times \Big[ A_{1}(\overline{x}(t) + \widetilde{x}(t)) + B_{1u}(\overline{u}(t) + \widetilde{u}(t)) \Big] +$$
(4)
$$+ (\overline{D}_{2} + d(t)) \Big[ A_{2}(\overline{x}(t) + \widetilde{x}(t)) + B_{2u}(\overline{u}(t) + \widetilde{u}(t)) \Big].$$

Вычитание постоянного решения, представленного уравнением (3), из уравнения (4), дает уравнение (5), которое описывает поведение возмущения  $\tilde{x}(t)$ , вызванное модуляцией d(t) и возмущением входного напряжения  $\tilde{u}(t)$ :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}}{dt} &= \bar{D}_1 A_1 \tilde{x} + \bar{D}_2 A_2 \tilde{x} + \bar{D}_1 B_{1u} \tilde{u} + \\ &+ \bar{D}_2 B_{2u} \tilde{u} + d \big[ (A_2 - A_1) \bar{x} + (B_{2u} - B_{1u}) \bar{u} \big] + (5) \\ &+ d \big[ (A_2 - A_1) \tilde{x} + (B_{2u} - B_{1u}) \tilde{u} \big]. \end{aligned}$$

Пренебрежём малыми второго порядка в уравнении:

$$\frac{dx}{dt} = \bar{D}_{1}A_{1}\tilde{x} + \bar{D}_{2}A_{2}\tilde{x} + \bar{D}_{1}B_{1u}\tilde{u} + \bar{D}_{2}B_{2u}\tilde{u} + 
+ d[(A_{2} - A_{1})\bar{x} + (B_{2u} - B_{1u})\bar{u}].$$
(6)



Рис. 1. Временные диаграммы функций модуляции



Рис. 2. Функции модуляции в режиме, установившемся во времени



Рис. 3. Детальные временные характеристики модуляции «переднего фронта»

4. Получение разностных уравнений путем интегрирования «малых» возмущений во временной области по одному полному периоду преобразователя.

Применим метод численного интегрирования для вывода разностных уравнений, описывающих преобразователь. Проинтегрируем «малые» возмущения в уравнении (6) по одному полному периоду преобразователя во временной области. Со ссылкой на рис. 3, это может быть сделано двумя частями: первая, по импульсам d(t) от nT до  $nT + d_nT$ , и вторая - на протяжении остатка периода от  $nT + d_nT$  до (n+1)T.

При выполнении интегрирования особенно полезен тот факт, что ширина  $d_nT$  становится очень малой для малых сигналов. Эта аппроксимация для малого сигнала ограничивает конечную дискретную модель преобразователя к приблизительному описанию локального поведения около установившегося решения, но, взамен этого ограничения интегрирование в уравнении (6) упрощается, а конечные дифференциальные уравнения для малого сигнала являются линейными.

Интегрирование уравнения (6) сначала вдоль узких импульсов d(t) от nT до  $nT + d_nT$ приводит к следующему выражению:

$$\int_{nT}^{nT+d_{n}T} \frac{d\tilde{x}}{dt} dt = \int_{nT}^{nT+d_{n}T} (\bar{D}_{1}A_{1}\tilde{x} + \bar{D}_{2}A_{2}\tilde{x}) dt + \int_{nT}^{nT+d_{n}T} (\bar{D}_{1}B_{1u}\tilde{u} + \bar{D}_{2}B_{2u}\tilde{u}) dt + (7) + \int_{nT}^{nT+d_{n}T} (\bar{D}_{1}B_{1u}\tilde{u} + \bar{D}_{2}B_{2u}\tilde{u}) dt + (7)$$

Пренебрежём малыми величинами второго порядка и запишем результат интегрирования уравнения (7) от nT до  $nT + d_nT$  для малых сигналов:

$$\tilde{x}(nT + d_nT) - \tilde{x}(nT) =$$

$$= d_nT [(A_2 - A_1)\overline{x}(nT) + (B_{2u} - B_{1u})\overline{u}(nT)].$$
(8)

Обратим внимание на то, что в уравнении (8) установившееся решение изменяется в момент nT. Так как модуляция становится исчезающее малой, она влияет мало на то, меняется ли  $\overline{x}$  в момент  $nT + d_nT$  или в nT, потому что все его компоненты непрерывны.

Для завершения интегрирования, интегрируем уравнение (6) с момента  $nT + d_nT$  до (n+1)Tна рис.3. Так как это посредине между импульсами d(t), уравнение (6) можно записать в виде:

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = \bar{D}_1 A_1 \tilde{x} + \bar{D}_2 A_2 \tilde{x}.$$
(9)

Если  $\overline{D}_1 = 1$ , уравнение (9) становится  $\frac{d\tilde{x}}{dt} = \overline{D}_1 A_1 \tilde{x}$  при начальных условиях  $\tilde{x}(nT + d_nT)$ , решение может быть представлено в виде:

$$\tilde{x}(t) = e^{A_{\rm l}t}\tilde{x}(nT + d_nT). \tag{10}$$

Символ *е<sup>At</sup>* представляет здесь экспоненциальную матрицу.

Если ширина импульсов d(t) на рис. 5 становиться исчезающее малой, тогда интегрирование от  $nT + d_nT$  до  $nT + \tau_1$  это почти то же самое, что интегрирование от nT до  $nT + \tau_1$ . Можно показать, что уравнения для малого сигнала, которые описывают состояния преобразователя от  $nT + d_nT$  до  $nT + \tau_1$ :

$$\tilde{x}(nT + \tau_1) = e^{\mathcal{A}_1 \tau_1} \tilde{x}(nT + d_n T).$$
(11)

Применение таких же аргументов к уравнению (9), если  $\overline{D}_2 = 1$ , позволяет получить:

$$\tilde{x}(nT+T) = e^{A_2\tau_2}\tilde{x}(nT+\tau_1).$$
(12)

Поскольку *x*(*t*) был выбран непрерывным для

всех t, то  $\overline{x}$  и  $\tilde{x}$  также непрерывны для всех t. Это значит, что интегрирование для малого сигнала в уравнениях (8,11,12) может быть соединено от края до края для формирования полного набора дифференциальных уравнений для малого сигнала при модуляции «переднего фронта»:

$$\tilde{x}(nT+T) = e^{A_{2}\tau_{2}} e^{A_{1}\tau_{1}} [\tilde{x}(nT) + d_{n}T[(A_{2} - A_{1})\overline{x}(nT) + (B_{2u} - B_{1u})\overline{u}(nT)]] + (13) + (D_{1}B_{1u} + D_{2}B_{2u})T \cdot \tilde{u}(nT).$$

Учтем вариации тока нагрузки за период переключения  $\tilde{i}(nT)$ , аналогично вариациям напряжения нагрузки  $\tilde{u}(nT)$ ,  $B_{1i}$ ,  $B_{2i}$  - входные матрицы по току.

$$\tilde{x}(nT+T) = e^{A_2\tau_2} e^{A_1\tau_1} \times \\ \times \Big[ \tilde{x}(nT) + d_n T \Big[ (A_2 - A_1) \overline{x}(nT) + \\ + (B_{2u} - B_{1u}) \overline{u}(nT) + (B_{2i} - B_{1i}) \overline{i}(nT) \Big] \Big] + (14) \\ + \Big( D_1 B_{1u} + D_2 B_{2u} \Big) T \cdot \tilde{u}(nT) + \\ + \Big( D_1 B_{1i} + D_2 B_{2i} \Big) T \cdot \tilde{i}(nT).$$

Хотя при выводе  $d_n$  было принято положительным, можно найти такой же формальный результат для  $d_n$ , которые принимают отрицательные значения, так что модуляция может быть на каждой стороне установившегося момента переключения. Отметим, что в этой линейной модели нет необходимости в допущениях о частоте переключения относительно собственной частоты фильтра.

Представим полученный результат в общем виде в пространстве состояний:

$$\tilde{x}(n+1) = A_{z}\tilde{x}(n) + B_{z}d(n) + B_{zu}\tilde{u}(n) + B_{zi}i(n).$$
 (15)  
 $\tilde{y}(k) = C_{z}\tilde{x}(n).$  (16)

Где были приняты такие обозначения:

$$A_{z} = e^{A_{1}D_{1}T}e^{A_{2}D_{2}T}.$$
 (17)

$$B_{z} = A_{z}T[(A_{2} - A_{1})\overline{x}(nT) + (B_{2u} - B_{1u})\overline{u}(nT) + (B_{2i} - B_{1i})\overline{i}(nT)].$$
(18)

$$B_{zu} = (D_1 B_{1u} + D_2 B_{2u})T.$$
 (19)

$$B_{zi} = (D_1 B_{1i} + D_2 B_{2i})T.$$
(20)

Согласно уравнениям (15, 16) на рис. 4 представлена дискретная модель широтно-импульсного преобразователя в пространстве состояний.



Рис. 4. Дискретная модель импульсного преобразователя в пространстве состояний

#### Выводы

Разработан метод формирования дискретной модели широтно-импульсного преобразователя в базисе переменных состояния. При этом период дискретизации равен периоду переключения.

Модель представлена в малых отклонениях относительно установившегося режима, и устанавливает связь между вариациями входного напряжения  $\tilde{u}(n)$ ., выходного тока  $.\tilde{i}(n)$ , функции модуляции d(k) и вектора состояний  $\tilde{x}(n)$ .

Такая модель адаптирована для применения методов современной теории управления и их компьютерной реализации.

#### Литература

 Острём К., Виттенмарк Б., Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. – М.: Мир, 1987. 480 с.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

- 2. *Сигорський В.П.,* Петренко А.И., Основы теории электронных схем. К.: Техника, 1971. 610 с.
- Артеменко М.Ю., Жуйков В.Я., Якименко Ю.І., Матрично-топологічний аналіз вентильних перетворювачів: Навч. посіб. – К.: ІВЦ «Видавництво «Політехніка»», 2002. – 104 с.
- 4. *Muhammad H.* Rashid. Power Electronics Handbook, Second Edition, Academic Press, 2007, 1162 p.
- 5. *Robert W.* Erickson, Dragan Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers, 2<sup>nd</sup> ed., 2001. - 912 p.
- 6. *Куо Б.,* Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ.- М.: Машиностроение, 1986. 448 с., ил.
- Справочник по теории автоматического управления/ Под. Ред. А.А. Красовского. – М.: Наука. Гл. ред. Физ.-мат. лит., 1987. – 712 с.

#### УДК 621.372

Л.Н. Павлов, канд. техн. наук, Ю.М. Калниболотский, д-р техн. наук

#### Оптимизация операционного усилителя

Выдвинута стратегия оптимизации ИМС популярного операционного усилителя. В качестве критерия оптимальности принят минимум площади кристалла. В качестве ограничений принят минимальный уровень запаса по фазе, минимальный уровень коэффициента усиления и допустимый уровень шумов.

Strategy of optimization of IC of popular operational amplifier is pulled out. A minimum of area of crystal is accepted as a criterion of optimality. The minimum level on a phase margin, minimum level of amplification factor and possible level of noises are accepted as restrictions.

Ключевые слова: операционный усилитель, коэффициент усиления, уровень шума, ИМС.

#### Введение

К интегральным микросхемам общего назначения предъявляются жесткие требования с точки зрения экономической эффективности. При этом подразумевается безусловное выполнение электрических характеристик в диапазоне заданном диапазоне температур. При проектировании и оптимизации подразумевается, что желательно, чтобы этот температурный диапазон отвечал как минимум требованиям промышленного стандарта. Тогда в процессе производства ИМС, которые при разбраковке не прошли по требованиям промышленного стандарта, как правило, переводят в категорию бытовых ИМС.

#### Постановка задачи

Одним из популярных в настоящее время является ИМС массового производства операционного усилителя класса 4558, которая производится ведущими производителями ИМС: Texas Instruments, Fairchild, Philips, Motorola и др. [1-5], причем стоимость ИМС не превосходит 20 центов. При такой незначительной стоимости *требуется минимизация* площади кристалла. Схема операционного усилителя опубликована разными фирмами [1-5].

#### Общий анализ схемы электрической

Каждая фирма, которая производит образцы ИМС класса 4558 [1-5], вносит при этом в топологию и схему электрическую те или иные изменения, которые можно считать несущественными.

Главные особенности ИМС состоят в том, что:

1. ИМС должна выдерживать по цепи питания до 36 В.

2. Таблица норм на параметры ИМС в целом одинакова для каждой фирмы.

3. Минимальный коэффициент усиления по постоянному току составляет более 110 дБ.

4. Запас по фазе составляет 45° [3].

5. Частота единичного усиления в среднем составляет 2,8МГц.

6. Коэффициент нелинейных искажений на частоте 1кГц не более 0,008 (аудиотехника).

7. Конденсатор в первом каскаде составляет существенную емкость – 87 пФ. Номинальное значение этого конденсатора вносит свой вклад в устойчивость схемы.

8. Полоса пропускания определяется вторым конденсатором, емкостью 10 пФ. Этот конденсатор также вносит существенный вклад в устойчивость схемы.

9. Напряжение шумов, приведенное к входу – 25нВ/√Гц.

Некоторые схемные решения отличаются наличием электронной защиты от перегрузок, но на этом мы останавливаться не будем.

Рассмотрим, какие ресурсы могут быть использованы для минимизации площади кристалла.

Уменьшение площадей транзисторов в данном случае невозможно, так как приводит к уменьшению пробивных напряжений и при этом нарушается требование п.1.

Переход на высокоомные слои для резисторов малоэффективен, так как в ИМС нет высокоомных резисторов.

Разумным подходом может быть путь, позволяющий уменьшить площади конденсаторов при сохранении запаса по фазе.

Стратегия оптимизации при этом предложена следующая: провести ревизию схемы электрической и осуществить оптимизацию с целью минимизации площади конденсаторов. При необходимости ввести изменения в схему электрическую и осуществить новый цикл оптимизации.

#### Стратегия оптимизации

Приведем исходную схему ОМС ОУ в виде рис.1.

Частотную и фазовую характеристику в значительной степени определяет постоянная времени  $\tau_1 = R_1 C_1$ . Поэтому для уменьшения площади конденсатора *C*<sub>1</sub> необходимо увеличить сопротивление *R*<sub>1</sub>. Чтобы при этом не снизить диапазон синфазных сигналов, необходимо уменьшить ток, протекающий через первый каскад. Но уменьшение тока приведет к увеличению дифференциального сопротивления эмиттеров входных транзисторов. Вследствие этого неизбежно возрастет уровень шумов, что недопустимо по требованиям п.9.

Возникшее противоречие указывает на то, что схемотехническими решениями, касающимися коррекции только входного каскада операционного усилителя, задача оптимизации не решается. Поэтому, выясним возможности повышения запаса по фазе при анализе второго каскада ОУ. В частности выясняется, что с увеличением тока второго каскада, который задается генератором тока на PNP-транзисторе *VT7*, запас по фазе  $\Delta \phi$  увеличивается. Эта зависимость приведена на рис. 2.

Характер этой зависимости можно пояснить, в частности, уменьшением коллекторного сопротивления при увеличении тока эмиттеров транзисторов VT9 и VT10. Благодаря этому уменьшается постоянная времени  $\tau_2 = R_k C_m$ , где –

сопротивление коллектора,  $C_m$  – емкость Миллера. Соответственно корректируется и фазочастотная характеристика. Подобный эффект можно объяснить, в частности, уменьшением сопротивления коллекторов транзисторов VT9 и VT10.

Необходимо также уточнить назначение конденсатора  $C_2$ . С одной стороны его роль – параллельный высокочастотный канал. С другой стороны он составляет емкостную нагрузку входного каскада. В связи с этим, можно определить стратегию оптимизации, охватывающую и первый, и второй каскад ОУ. При этом необходимо прояснить физическую суть эффекта увеличения запаса по фазе с помощью конденсатора  $C_2$ . Опережение по фазе, которое образуется с помощью этого конденсатора на фазо-частотной характеристике проявляется как «полка» в области частот от 200кГц до 2МГц, рис. 3.

Повышенная скорость спада этой характеристики в области частот свыше 2МГц определяется не в последнюю очередь емкостной составляющей нагрузки входного каскада за счет конденсатора *С*<sub>2</sub>.



Рис. 1. Схема электрическая операционного усилителя



Рис. 2. Зависимость запаса по фазе от тока второго каскада

Подобное пояснение дает возможность опробовать другое решение цепи коррекции: последовательно с конденсатором ввести резистор, чтобы внести потери в цепь конденсатора в области высоких частот, ограничении связи первого и второго каскада.

В целом, были выполнены следующие шаги:

- Уменьшение тока входного каскада
- Увеличение тока второго каскада
- Введение резистора R<sub>L</sub> в цепь коррекции
- Отработка топологии входных транзисторов

Это позволило уменьшить емкость конденсатора  $C_1$  с 87 до 12пФ, а емкость конденсатора  $C_2$  – с 10 до 5пФ. Благодаря этому удалось уменьшить площадь кристалла операционного усилителя почти на 30%.

Откорректированная схема представлена на рис. 4, где сопротивление потерь обозначено как *R<sub>I</sub>*.

В настоящее время ведется изготовление ИМС по откорректированной топологии.



Рис. 3. Фазо-частотная характеристика операционного усилителя



Рис. 4. Окончательная схема электрическая операционного усилителя

#### Выводы

- При оптимизации операционного усилителя с целью минимизации площади кристалла наиболее перспективным является уменьшение площадей корректирующих конденсаторов.
- Критерием минимального значения емкости конденсатора является запас по фазе.
- Контрольной величиной при оптимизации площади является уровень шумов, приведенный к входу.
- Эффективной мерой, позволяющей существенно уменьшить емкости конденсаторов, оказывается введение в цепь конденсатора сопротивления потерь.

#### Литература

- MIKRON. Inv № 456. DUAL GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS October 2006 - revised May 2010.
- Texas Instruments. RC4558, RM4558. DUAL GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIERS. SLOS073A – MARCH 1976 – REVISED JUNE 1999.
- 3. 2001 ST Microelectronics MC4558. WIDE BANDWIDTH DUAL BIPOLAR OPERATIONAL AMPLIFIER.
- LESHAN RADIO COMPANY, LTD. LR4558. DATASHEET 22.04.2006. Two high performance operational amplifiers.
- 5. Philips Semiconductors Linear Products. Dual general-purpose operational amplifier NE/SA/SE4558.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» UDC 621

A. Baskys<sup>1</sup>, V. Bleizgys<sup>1</sup>, A. Platakis<sup>1</sup>, T. Lipinskis<sup>2</sup>, A. Lucinskis<sup>2</sup>

The Frequency Converter Output Voltage Control with Motor Current Minimum Tracing

The new method of frequency converter output voltage amplitude control based on the tracing of minimum value of AC induction motor phase current amplitude has been proposed. The voltage amplitude is controlled in real time in such a way that for a given instant motor load and speed the phase current amplitude would be minimal, i.e. the efficiency of the motor would be maximal. The realization of the developed method is less complicated comparing to vector control. It can be applied in the situations when motor load changes randomly and the fast response of the motor supply voltage amplitude is not needed.

**Keywords:** AC induction motor, motor current, supply voltage amplitude, real time control, frequency converter, observation of current amplitude.

#### Introduction

The main problem in control of AC induction motor speed using frequency converter is control of amplitude of AC voltage provided by the converter. There are two widely used amplitude control methods: scalar and vector control [1–5].

The scalar control is based on the steady–state model of motor. The linear law of amplitude control (ratio amplitude to phase frequency  $U_A/f_p = const$ ) should be applied to keep the magnetizing flux of the motor practically unchanged according this model. This allows us to keep the torque of the motor nearly independent on the motor velocity. The scalar control is used when the motor load is approximately independent on motor speed or if load dependence on speed is known in advance.

If the motor load changes randomly and the fast response is needed the vector control of motor is used. The vector control is based on the dynamic model of the motor. The instant values of speed and flux of motor should be measured for full realization of vector control. However, it is complicated to provide these measurements [6]. Therefore, if the control of motor is not relevant at very low speed, the sensorless method of vector control can be used [1, 3]. The equations of motor dynamic model must be solved and the data for calculations should be extracted from the motor phases current transients in real time for realization of sensorless vector control [1]. Because of this, complex algorithms must be applied and, as consequence, ex-

pensive high performance DSP should be employed for vector control realization [5].

In this work we would like to present some alternative for vector control. The proposed method is based on the tracing of motor phase current amplitude instant value. The amplitude of voltage is controlled in real time in such a way that for the given instant motor load and speed the instant phase current amplitude would be minimal (the efficiency of the motor would be maximal). The realization of this method of voltage amplitude control is less complicated as compared to vector control. It is enough to measure the motor phase current amplitude and to find in the real time the amplitude of voltage, at which phase current at given instant motor load and speed is minimal. The proposed motor supply voltage amplitude control method is relevant because the efficiency of motor is one of the main characteristics of electric motor drives [7, 8].

### 1. Investigation of the inverter and motor phase current

The experimental investigation of the inverter DC current (IDC) and motor phase current amplitude (IP) on amplitude of voltage supplied by the frequency converter (UA) was provided to obtain the initial data for development of UA control method. The experimental example of the frequency converter developed in Center for Physical Sciences and Technology was used for this purpose. The block diagram of the frequency converter is given in Fig.1. It contains rectifier, which converts standard 3 phase AC voltage to DC voltage, and inverter that converts DC voltage to variable frequency variable amplitude 3 phase AC voltage for motor supply. The control unit controls the operating of the frequency converter and implements the Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) method for switching of inverter transistors.

The maximal efficiency of the motor supplied by the frequency converter at given motor load and speed corresponds to minimal IDC, which is taken from the DC bus by inverter (Fig. 1). The experimental dependences of IDC and IP on the UA for various phase frequency ( $f_p$ ) (for various speed of motor) and motor load torque values are presented in Fig. 2. The results are obtained for 4 kW (speed 2900 rpm at  $f_p = 50Hz$ ) AC induction motor. A special test bench was used for this purpose. It includes the AC induction motor fed from the frequency converter. The motor drives the 5.5 kW DC generator, which acts as the motor load. The test bench includes the motor load torque and rotation velocity sensors. The investigation results show that the IDC and IP become minimal practically at the same  $U_A$  value. Therefore, the minimal value of IP corresponds to maximal efficiency of motor. The measurement of IP is convenient for  $U_A$  control realization because the IP dependence minimum is expressed stronger as compared to IDC minimum (Fig. 2).





The experimental dependences of IP on the relative value of  $U_A$  for various motor load torque values at  $f_p = 30Hz$  (at 1700 rpm motor speed) are presented in Fig. 3. It is seen that the IP minimum and, consequently, motor efficiency maximum depend strongly on  $U_A$ .

The dependences of the relative value of  $U_A$  on the motor load torque, which correspond to minimal IP, for various fp (various motor speed) are given in Fig. 4. The control algorithm employed in the frequency converter should guarantee the variation of  $U_A$  in accordance with these dependences.

## 2. Frequency converter output voltage amplitude control algorithm

The purpose of the  $U_A$  control is to keep the  $U_A$  value, at which the  $I_P$  would be close to minimal. The results obtained during the experimental investigation show that  $I_P$  depends strongly on motor load and speed and has the only minimum (Figs. 2 and 3). The single variable optimization problem should be solved continuously in the real time. The aim of this optimization is to select the value of  $U_A=U_{Aopt}$  from the Q region of possible values, at which





Fig.2. The dependences of the inverter DC bus current and motor supply phase current amplitude on the relative voltage amplitude at various phase frequency (at various motor speed) and motor load torque. The  $U_A$  lin is the amplitude of voltage required by the linear voltage amplitude control law



Fig. 3. The dependences of the motor supply phase current amplitude on the relative voltage amplitude at  $f_p = 30Hz$  0and various motor load torque values



Fig. 4. The dependences of the relative motor supply voltage amplitude, which correspond to minimal motor phase current amplitude, at various phase frequencies

The range of possible values of  $U_A$  is split up in to the zones with the even width  $\Delta U_A$  (Fig. 5). There are *n* zones where  $U_A < U_{A0}$  and *m* zones where  $U_A \ge U_{A0}$ .



Fig. 5. The algorithm of phase current amplitude minimum search

The developed algorithm of function  $I_P(U_A)$  minimum search is as follows:

Step 1 set j = 0,

Step 2 if  $I_P(U_{A j-1}) \ge I_P(U_{A j})$  and j < m, Step 3 increment j by 1 and goto Step 2, Step 4 else decrement j by 1, (2) Step 5 if  $I_P(U_{A j}) \le I_P(U_{A j+1})$  and j > -n, Step 6 decrement j by 1 and goto Step 5, Step 7 else goto Step 3,

where *j* = –*n*, –*n*+1, …, –2,–1, 0, 1, 2, …, *m*–1, *m*. The initial value  $U_A = U_{A0}$  for function  $I_P(U_A)$ minimum search using algorithm (2) corresponds to the value of  $U_A$  obtained at given  $f_p$  for linear control law (for law  $U_A/f_p = const$ ). The  $U_A$  in the proposed algorithm has only discrete values with  $\Delta U_A$ discreteness (Fig. 5). First of all, the values of  $I_P$  at  $U_A = U_{A0}$  and  $U_A = U_{A(-1)}$  are measured and compared according the algorithm (2) (move 1 in Fig. 5), i.e. the gradient of function is tested moving to the left. Since the function increases, the movement direction is changed and values of  $U_A = U_{A1}$  (move 2 in Fig. 5),  $U_A = U_{A2}$  (move 3) and  $U_A U_{A3}$  (move 4) are measured. The increment of function during the 4th move is registered, therefore, the minimum of function is in range  $U_{A1} < U_A < U_{A3}$ . The algorithm changes the movement direction (makes move 5) and after that cyclically repeats moves 4 and 5. If the motor operating conditions (load torque, speed) changes and function minimum moves out of range  $U_{A1} < U_A < U_{A3}$ , the algorithm (2) seeks again the function minimum in the same way.

# 3. Implementation and investigation of the frequency converter output voltage amplitude control algorithm

The proposed frequency converter output voltage amplitude control algorithm (2) was employed in the experimental example of the frequency con-

verter, which implements the SVPWM method for the three phase variable frequency and variable amplitude voltage forming. It was realized using DSP dsPIC30F6010. The isolation amplifier with short circuit and overload detection HCPL788J was employed for measurement of the phase current. The investigation of the developed algorithm was performed using the test bench and AC induction motor mentioned in this paper previously. The width of zone  $\Delta U_A = 0.03 U_{A0}$  was chosen for the realization of the algorithm. The discrete change of  $U_A$  values and measurement of  $I_P$  was provided every 0.5s during the function  $I_P(U_A)$  minimum search, i.e. the  $U_A$  change discreetness in time  $\Delta t$ =0.5s. The measurement of  $I_P$  was not reliable if  $\Delta t < 0.5$ s. The reason is that the response of the  $I_P$ measurement circuit output to  $I_P$  change is slow due to the low-pass filter, which is essential because of the high EMD produced by the inverter.

The response of the  $I_P$  to motor load torque pulse change for the case when the proposed  $U_A$  control method is employed is given in Fig.6a.



Fig. 6. The response oh the motor phase current amplitude (upper curves, 1div = 2.5A) to pulse change of motor load torque (bottom curves, 1div = 4Nm) when motor supply voltage amplitude control based on the motor phase current amplitude minimum tracing (a) and linear amplitude control (b) are applied. The transients are obtained at 30 Hz phase frequency

The obtained transients are compared to the transients gained using linear control of  $U_A$ (Fig. 6b). They show that the developed  $U_A$  control method guarantees lower steady state value of  $I_P$ , i.e. higher motor efficiency as compared to the case when linear control of  $U_A$  is used. Additionally, it provides lower load torque overshoot and, as a consequence, lower AC induction motor drive overload during the instant load torque increment. On the other hand, it is seen that the  $I_P$  overshoot is higher and has longer duration in the case when proposed control method is employed (compare transients given in Figs.6a and 6b). Consequently, the proposed  $U_A$  control method based on the  $I_P$ minimum observation can be used effectively in the situations when the fast response of the motor supply voltage is not needed.

#### Conclusion

The proposed frequency converter output voltage amplitude control method, which is some alternative for the vector control, allows us to vary the amplitude automatically in such a way that the motor phase current amplitude at given motor load torque and rotation speed would be minimal, i.e. the motor efficiency would be maximal. The realization of the proposed control method is more simple and cheap as compared to the vector control algorithms. However, the developed method can not be applied if the fast response of the motor supply voltage amplitude is needed.

<sup>1</sup>Center for Physical Sciences and Technology, Vilnius, Lithuania <sup>2</sup>Vilnius Gediminas Technical University, Vilnius, Lithuania

#### References

- Kazmierkowski M.P., Krishnan P., Blaabjerg F. Control in Power Electronics. Selected Problems. Elsevier Science, 2002. 627p.
- Baskys A., Bleizgys V., and Gobis V. The impact of output voltage modulation strategies on power losses in inverter. Electronics and Electrical Engineering, 2009. No. 6(94). p. 47–50.
- Neacsu D. Space Vector Modulation, Proceedings of the 27th Annual IEEE Industrial Electronics Society Conference. Denver, 2001. p. 1583 – 1592.
- 4. Valentine R. Motor Control Electronics Handbook. McGraw-Hill, 1998. 754p.
- Mehrizi-Sani A., Filizadeh S., Wilson P. L. Harmonic and Loss Analysis of Space-Vector Modulated Converters, Proceedings of the Int. Conference on Power Systems Transients IPST'07. Lyon, 2007. p. 1 – 6.
- Grouni S., Ibtiouen R., Kidouche M., Touhami O. Real Time Rotor Flux Estimation for Induction Machine Drives: an Experimental Approach, Electronics and Electrical Engineering, 2010. No. 8(104). p. 69–72.
- Bleizgys V., Baskys A. The Influence of Supply Voltage Amplitude Variation Law on AC Induction Motor Efficiency in Variable-Speed Drive, Solid state phenomena, 2010. Vol.164. p. 1–4.
- Aghion C., Ursaru O., Lucanu M. Three-Phase Motor Control using Modified Reference Wave, Electronics and Electrical Engineering, 2010. No. 3(99). p. 35–38.

#### УДК 621.317.73

В.В. Мартинюк, канд. техн. наук, М.В. Федула

## Синтез реактивних двохполюсників з втратами з застосуванням алгоритму оберненої згортки

Разработан алгоритм синтеза реактивных двухполюсников с потерями с помощью операции обратной дискретной свертки в среде MATLAB. В результате синтеза получены значения параметров элементов эквивалентной схемы замещения суперконденсатора.

The algorithm for synthesis of reactive lossy two-port networks by the discrete deconvolution operation in MATLAB environment was elaborated. As a result of the synthesis were obtained the parameters of the supercapacitor equivalent circuit elements.

Ключевые слова: алгоритм, синтез, двухполюсник, обратная свертка, суперконденсатор.

#### Вступ

Сучасний розвиток радіоелектроніки набув значного прискорення в наслідок впровадження нанотехнологій, які широко використовуються в процесі створення нових радіоелектронних компонентів. Прикладом застосування нанотехнологій є використання нанопористого вуглецю при створенні суперконденсаторів.

Суперконденсатори – нові радіоелектронні компоненти, які характеризуються великою еквівалентною ємністю, а також втратами електричної енергії внаслідок еквівалентного активного внутрішнього опору. Суттєвою особливістю суперонденсаторів є частотна залежність еквівалентних ємності та активного опору в процесі вимірювання цих параметрів на змінному струмі [1].

В більшості випадків суперконденсатори використовуються в зарядному та розрядному режимах. В цих режимах заряд або розряд суперконденсатора здійснюється від джерела стабільного струму (гальваностатичний режим) або від джерела стабільної напруги (потенціостатичний режим). Результатом дослідження суперконденсаторів в цих режимах є зарядно-розрядні криві напруги та струму [2, 3].

Моделлю суперконденсатора є реактивний двополюсник з втратами. Тому для розробки, дослідження та експлуатації суперконденсаторів, а також їх ефективного використання в сучасних радіоелектронних пристроях необхідно розробити ефективний алгоритм синтезу реактивних двополюсників з втратами у часовій області. Відомо, що існують дві найбільш поширені групи методів синтезу електричних кіл за заданими часовими характеристиками. До першої групи відносяться розроблені ще досить давно методи синтезу кіл в частотній області з частотною характеристикою, перетворення Фур'є або Лапласа якої забезпечує отримання часової характеристики достатньо близької до заданої. При такому підході реалізація електричної схеми реактивного двополюсника з втратами здійснюється класичними методами синтезу кіл у частотній області [4, 5].

Але такі методи синтезу електричних кіл за заданими часовими характеристиками мають ряд суттєвих недоліків, які призводять до значного зниження ефективності синтезу та зростання похибок апроксимації часових характеристик [6].

По-перше, перетворення Фур'є або Лапласа у деяких випадках можуть вносити досить великі спотворення у часову характеристику синтезованої схеми. По-друге, недоліком вказаних методів є те, що в процесі апроксимації частотної характеристики кола, яка отримана по заданій часовій характеристиці, потрібно здійснювати мінімізацію похибки часової характеристики, а не частотної. Це значно ускладнює процес синтезу реактивного двополюсника з втратами [7].

Інша група методів — методи синтезу електричних кіл у часовій області. В літературі з теорії синтезу електричних кіл 60-х — 70-х років описуються методи синтезу у часовій області з апроксимацією часових характеристик експоненційними і тригонометричними функціями (наприклад, метод узагальнено-поліноміальної апроксимації) [4, 5].

Вище згадані методи синтезу електричних кіл у часовій області не набули поширення тому, що вони у багатьох випадках вимагають використання апроксимуючих функцій більш високих порядків для забезпечення заданої точності апроксимації, а це ускладнює процедуру реалізації схеми.

В іншому випадку, похибка апроксимації при застосуванні цих методів, як правило, не менша, ніж похибка синтезу у частотній області з перетворенням заданої часової характеристики у частотну [6].

Стрімкий розвиток електронно-обчислювальної техніки призвів до появи нових підходів у синтезі електричних кіл. Яскравим прикладом цього є динамічний розвиток генетичних алгоритмів синтезу [8], методів, які базуються на підході В. Фойснера [9] та інші.

Іншим підходом до синтезу електричних кіл є широке застосування алгоритмів дискретної обробки сигналів. Перевагою цих алгоритмів є те, що вони дають можливість числовими методами розв'язувати складні математичні задачі, аналітичний розв'язок яких отримати дуже важко або практично неможливо [10].

Тому задача синтезу реактивних двохполюсників з втратами з застосуванням алгоритму оберненої згортки є дійсно актуальною, тому що її розв'язок дозволить підвищити ефективність моделювання суперконденсаторів у часовій області.

#### Теоретичне обґрунтування синтезу реактивних двополюсників з втратами з застосуванням алгоритму оберненої згортки

З теорії лінійних електричних кіл відомо, що пасивний ємнісний двополюсник з втратами можна представити у вигляді однієї із чотирьох канонічних форм Фостера та Кауера. На основі аналізу параметрів та характеристик суперконденсаторів можна зробити висновок, що їх еквівалентна схема заміщення може бути зображена у вигляді першої форми Кауера, яку зображено на рис. 1.

Синтез еквівалентної схеми заміщення суперконденсатора (рис. 1.) можна здійснити, встановивши залежність між відліками заданої імпульсної характеристики та параметрами її елементів.

У випадку складного RC-кола по характеру його імпульсної характеристики *a*(*t*) можна зробити наступні висновки.  Якщо a(0)≠0, то коло можна зобразити у вигляді послідовного з'єднання резистора R та невідомого двополюсника X (рис. 2).

Припустимо, що у колі (рис. 2) протікає струм і(t)=δ(t), який дорівнює дельта функції. Тоді імпульсна характеристика кола описується виразом (1):

$$a(t) = a_R(t) + a_X(t) = R \cdot \delta(t) + a_X(t)$$
, (1)

де а<sub>X</sub>(t) – імпульсна характеристика невідомого двополюсника X.

Тоді імпульсна характеристика невідомого двополюсника Х дорівнює:

$$a_X(t) = a(t) - R \cdot \delta(t) . \tag{2}$$

Приймаємо, що а<sub>X</sub>(t) задовольняє наступним умовам:

$$a_X(t) = \begin{cases} 0 & npu \quad t = 0 \\ a(t) & npu \quad t \neq 0 \end{cases}$$
(3)

 Якщо a(0)=0, то невідоме коло можна зобразити у вигляді паралельного з'єднання конденсатора С та невідомого двополюсника X (рис.3).

У такому випадку струм та напруга невідомого двополюсника X, визначаються виразами (4) та (5) відповідно.

$$i_X(t) = i(t) - i_C(t) = \delta(t) - C \cdot \frac{du(t)}{dt}$$
(4)

$$u(t) = \int_{0}^{t} i_{X}(\tau) \cdot a_{X}(t-\tau) d\tau =$$

$$= \int_{0}^{t} \left[ \delta(t) - C \cdot \frac{du(t)}{dt} \right] \cdot a_{X}(t-\tau) d\tau$$
(5)



Рис. 1. Еквівалентна схема заміщення суперконденсатора



Рис. 2. Послідовне з'єднання резистора R та невідомого двополюсника X



Рис. 3. Паралельне з'єднання конденсатора С та невідомого двополюсника Х

Для визначення імпульсної характеристики  $a_X(t)$  невідомого двополюсника X необхідно розв'язати рівняння згортки (5). Для розв'язку цього рівняння струм i(t) та напругу u(t) представимо дискретними послідовностями відліків і<sub>к</sub> та u<sub>k</sub> відповідно з періодом дискретизації  $\Delta t \rightarrow 0$ . Тоді можна перейти від інтегралу згортки до дискретної згортки:

$$u_{k} = \sum_{j=1}^{n} i_{Xj} \cdot a_{k-j+1} \Delta t =$$

$$= \sum_{j=1}^{k} \left[ \delta_{j} - C \cdot \frac{u_{j+1} - u_{j}}{\Delta t} \right] \cdot a_{k-j+1} \Delta t$$
(6)

Де  $\delta_j = \begin{cases} \frac{1}{\Delta t} & \textit{при} \quad t = 0 \\ 0 & \textit{при} \quad t \neq 0 \end{cases}$  -  $\delta$  -функція в дискретній

формі.

Так як у початковий момент часу (k=1) струм на конденсаторі буде дорівнювати величині  $\delta_1 = 1/\Delta t$ , то ємність конденсатора дорівнює C= $\Delta t/u_2$ .

Для подальшого синтезу потрібно визначити імпульсну характеристику невідомого двополюсника Х. Врахувавши, що струм і<sub>x</sub>(0)=і<sub>x1</sub>=0, можна записати найпростіший вираз оберненої згортки для визначення імпульсної характеристики двополюсника Х за напругою и<sub>xk</sub> та струмом і<sub>xk</sub>:

$$a_{Xk} = \frac{u_k - a_{k-1}i_{X3} - \dots - a_2i_{Xk} - a_1i_{Xk+1}}{i_{X2}\Delta t}.$$
 (7)

Визначивши імпульсну характеристику а<sub>xk</sub>, повторюємо процес синтезу. Приймаємо, що опір резистора дорівнює відліку а<sub>x1</sub>, а ємність конденсатора дорівнює 1/*a*<sub>x2</sub>. Далі через обернену згортку визначаємо імпульсну характеристику нового невідомого двополюсника, який паралельно з'єднаний із конденсатором.

Синтез виконується, до тих пір, поки не буде отриманий двополюсник, імпульсна характеристика якого наближається до імпульсної характеристики послідовної ланки R<sub>k</sub>C<sub>k</sub>, яка дорівнює сумі імпульсної характеристики резистора та імпульсної характеристики конденсатора.

Проте за таким алгоритмом можна ефективно здійснювати лише синтез кіл невисоких порядків, так як при багатократній оберненій згортці імпульсної характеристики за виразом (7) значно зростає вплив похибок початкової часової характеристики, на основі якої здійснюється синтез, а також вплив похибок округлення розрахунків. Особливо ці ефекти помітні на ділянках імпульсної характеристики зі значним затуханням.

Для мінімізації вказаних ефектів обернену згортку доцільно здійснювати за одним з ітераційних алгоритмів, наприклад за алгоритмом Ван-Ціттерта, який визначається виразом (8).

$$a_{j+1}(t) = a_j(t) + |y(t) - a_j(t) * x(t)|, \qquad (8)$$

де x(t) – зовнішній вплив; y(t) – реакція кола на вплив x(t); причому  $a_1(t)=y(t)$ .

Ітерації потрібно проводити до необхідної мінімізації вказаних вище негативних ефектів. Виходячи із цього зобразими блок-схему алгоритму синтезу реактивних двохполюсників з втратами у часовій області (рис. 4).



Рис. 4. Блок-схема алгоритму синтезу

#### Синтез еквівалентної схеми заміщення суперконденсатора за експериментальною зарядною характеристикою

За допомогою розробленого алгоритму виконаємо синтез у програмному середовищі МАТLAB еквівалентної схеми заміщення суперконденсатора з зарядною характеристикою, яка зображена на рис. 5 (конденсатор заряджувався постійним струмом 1А).

В результаті синтезу отримано еквівалентну схему заміщення суперконденсатора, яка зображена на рис. 6.

Еквівалентна схема заміщення суперконденсатора (рис.6) була промодельована у симуляторі Simscape, який входить до складу пакету MATLAB 7. В результаті моделювання отримано графік залежності (рис.7) абсолютного відхилення зарядної характеристики синтезованої еквівалентної схеми заміщення суперконденсатора (рис. 6) від експериментальної зарядної характеристики суперконденсатора (рис. 5).



Рис. 5. Зарядна характеристика суперконденсатора



Рис. 6. Еквівалентна схема заміщення суперконденсатора



Рис. 7. Графік абсолютного відхилення отриманої зарядної характеристики суперконденсатора від експериментальної зарядної характеристики

Аналізуючи рис. 7 можна зробити висновок, що максимальне відхилення зарядної характеристики синтезованої еквівалентної схеми заміщення суперконденсатора не перевищує 7мВ від експериментальної зарядної характеристики, що свідчить про ефективність використання розробленого алгоритму.

#### Висновки

Запропонований синтез реактивних двополюсників з втратами з застосуванням алгоритму оберненої згортки характеризується наступними перевагами.

 Відсутністю похибок, які виникають в результаті перетворень Фур'є та Лапласа і є характерними для класичних методів синтезу у часовій області.

 Використання числових методів обробки сигналів, точність яких визначається частотою дискретизації та кроком квантування експериментальних часових характеристик.

3) В результаті моделювання еквівалентної схеми заміщення суперконденсатора у симуляторі Simscape, який входить до складу пакету MATLAB 7, отримано максимальну відносну похибка відхилення від експериментальної зарядної характеристики суперконденсатора, що не перевищує 0,1%.

#### Література

- Conway B. Electrochemical Supercapacitors: Scientific Principles and Technological Application / Conway B. - Plenum, New York, NY, 1999.
- Martynyuk V. Electrochemical Supercapacitor Time Domain Analysis by Means of Multi-Channel Measurement System / V. Martynyuk, D. Makaryshkin, J. Boyko // Proceedings of the 15th IMEKO TC-4 International Symposium on Novelties in Electrical Measurements and Instrumentationsio. – Iasi. – 2007 – Volume I. – P. 207 – 211.
- Мартинюк В.В. Суперконденсаторні вимірювальні комплекси та системи // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - 2008. - №1. - С.78-82.
- Кочанов Н.С. Основы синтеза линейных электрических цепей во временной области. / Кочанов Н. С. – М.: Связь, 1967. – 200с.
- Матханов П.Н. Синтез реактивных четырехполюсников по временным функциям. / Матханов П.Н. – Ленинградское отделение «ЭНЕРГИЯ», 1970.–134 с.
- 6. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез электрических цепей. / Ланнэ А. А. М.: Связь, 1969. 292с.
- Yoho J.J. Physically-Based Realizable Modeling and Network Synthesis of Subscriber Loops Utilized in DSL Technology / Yoho J.J. - Time Domain & RF Measurement Laboratory, Blacksburg, Virginia, 2001.
- Grimbleby J.B. Hybrid Genetic Algorithms for Analogue Network Synthesis / Grimbleby J.B. // Electronic Engineering Group, University of Reading, 2002.
- Горшков К.С., Филаретов В.В. Схемный подход Вильгельма Фойснера и метод схемных определителей / под ред. В. В. Филаретова. Ульяновск: УлГТУ, 2009. 186 с.
- Воскобойников Ю.Е., Литасов В.А. Устойчивый алгоритм идентификации функции переходной проводимости электрического разряда / Воскобойников Ю. Е., Литасов В.А. // Международная конференция «Обратные и некорректные задачи математической физики», Новосибирск, Россия, 2007г.

УДК 621.3: 530.1 О.А. Витязь, канд. техн. наук

> Мы должны быть благодарны Господу за то, что Он создал мир таким, что все простое в нем истинно, а все сложное – ложно. Григорий Сковорода (украинский философ XVIII века)

#### Эффект Доплера и абсолютное движение

На основе анализа эффекта Доплера приводятся доказательства несостоятельности постулата теории относительности о равноправии инерциальных систем отсчета. Получено кинематическое уравнение, описывающее движение в возмущенной среде, возбуждаемой движущимся источником.

Evidence of insolvency of the relativity theory postulate on the equality of inertial frames of reference is provided based on a Doppler effect analysis. A cinematic equation describing the motion in a medium excited by a moving source is derived.

Ключевые слова: абсолютное движение, состояние покоя, возбуждение среды, возмущенная среда, пространственный период, пространственное событие, одновременность в пространстве.

#### Введение

Мир материален. Пространство и время необходимы для описания законов движения материи. Одним из примеров того, как движение проявляет себя в пространстве и времени, является эффект, обнаруженный Кристианом Доплером в 1842 г. и названный его именем.

Классическая формулировка эффекта Доплера состоит в следующем: частота колебаний среды, регистрируемая приемником, отличается от частоты сигнала источника, если источник и приемник находятся в относительном движении.

Теоретическое исследование этого эффекта традиционно проводится с привлечением двух инерциальных систем отсчета: одна связана с движущимся источником сигнала, а вторая – с движущимся приемником. Но кроме них в движении участвует также и среда, возбуждаемая источником. Для описания закона возбуждения среды источником необходимо время.

Движение среды имеет особый характер: среда, свободная от внешних воздействий, приходит к неподвижному состоянию, в то время как вещественное тело, свободное от внешних воздействий, продолжает движение. Следовательно, существует два вида движения: один – перемещение вещественного тела, другой – движение возмущенной среды. Для описания этих видов движения необходимо пространство.

Перемещение тела характеризуется направлением, возмущение среды происходит во всех направлениях. Оба вида движения характеризуются скоростью. Скорость распространения возмущения в однородной изотропной среде постоянна и является свойством среды, скорость перемещения тела может изменяться и является характеристикой перемещения в пространстве.

Покажем, что классическая формулировка эффекта Доплера не раскрывает всей его сути.

#### 1. Эффект Доплера

Выведем соотношения, характеризующие эффект Доплера, следующим образом. Введем три инерциальные системы отсчета: одну, неподвижную в пространстве, свяжем со средой, а подвижные системы – с источником и приемником. Движение в системе, связанной со средой, будем считать абсолютным. Для описания движения воспользуемся одномерным пространством, так как для возбуждения колебаний в среде будет использоваться источник сферических волн, движущийся равномерно и прямолинейно в однородной изотропной среде.

На рис.1 приведено расположение источника и приемника, а также указаны точки пространства, в которых расположены неподвижные наблюдатели в движущихся системах отсчета. В точке А расположен наблюдатель системы источника (наблюдатель А), в точке В- наблюдатель системы приемника (наблюдатель В). Источник перемещается в среде с абсолютной скоростью V, приемник – с абсолютной скоростью Vr. Направление перемещения источника считаем положительным. Пространство возбуждается точечным источником по закону, описываемому периодической функцией с периодом  $T_0$ . Момент времени, когда оба наблюдателя



Рис. 1. Эффект Доплера при движении приемника позади источника

окажутся в одной точке пространства, примем за начало отсчета времени.

По истечении времени t от начала отсчета (время будем считать абсолютным) положение наблюдателей в пространстве окажется таким, как показано на рис.1. За это же время возмущенная точка среды, находившаяся при t=0 в той же точке пространства, что и наблюдатели, переместится в точку D.

Каждый из наблюдателей вследствие своей неподвижности может наблюдать изменения среды только в одной точке своей системы отсчета. Пользуясь часами, он сможет зафиксировать периодические изменения состояния среды, определить период и количество периодов за время наблюдения. Этого достаточно для определения частоты. Пусть  $n_s$ ,  $n_r$  – количество периодов, посчитанных наблюдателем A и наблюдателем B соответственно за время от начального момента и до момента t, тогда наблюдаемые ими частоты в своей системе отсчета будут равны

$$f = \frac{n_{\rm s}}{t},$$

$$v = \frac{n_r}{t}.$$
(1)

Наблюдатель в неподвижной системе отсчета, зная длину волны возмущенной среды  $\lambda$  и значения  $n_s$ ,  $n_r$ , может определить расстояние, которое прошла волна за время t, периодическое воздействие которой на неподвижную точку в движущихся системах отсчета изучал каждый из наблюдателей:

$$I_{s} = n_{s}\lambda,$$

$$I_{r} = n_{r}\lambda.$$
(2)

Для наблюдателя А это расстояние будет равно длине отрезка [D, A(t)], а для наблюдателя В – длине отрезка [D, B(t)]:

$$I_{\rm S} = cT + Vt, \qquad I_r = cT + V_r t. \tag{3}$$

Подставив (3) в (2), а затем в (1), получим известное соотношение

$$\nu = f \frac{c + V_r}{c + V}, \qquad (4)$$

которое описывает эффект Доплера, возникающий, когда приемник перемещается в пространстве позади источника и оба они движутся в одном направлении, каждый со своей абсолютной скоростью.

Поменяв местами источник и приемник (см. рис. 2) и проделав аналогичные рассуждения, получим другое известное соотношение

$$v = f \frac{c - V_r}{c - V}, \qquad (5)$$

которое описывает эффект Доплера, возникающий, когда приемник перемещается в пространстве впереди источника и оба они движутся в одном направлении, каждый со своей абсолютной скоростью.

Аналогичным образом выводятся формулы и для разнонаправленных движений. Мы обозначили частоту, наблюдаемую в инерциальной системе источника как f, но еще требуется доказать, что на ее величину не влияет движение, способное изменить период возбуждения  $T_0$ .

Каждая из формул устанавливает связь между доплеровской частотой v, частотой источника f, абсолютными скоростями перемещения источника и приемника для каждого из возможных вариантов движения приемника. Эти варианты приведены в табл.1.



Рис. 2. Эффект Доплера при движении приемника впереди источника
Таблица 1. Варианты движения приемника относительно источника в одномерном пространстве и соответствующие им доплеровские частоты

$v = v_{ba} = f \frac{c + V_r}{c + V}$	$v = v_{fd} = f \frac{c - V_r}{c - V}$
	$ \begin{array}{c} \uparrow \\ s \end{array} \lor V \\ \hline r \end{array} \lor V_r $
Позади к источнику	Впереди от источника
$v = v_{bd} = f \frac{c - V_r}{c + V}$	$v = v_{fa} = f \frac{c + V_r}{c - V}$
$\begin{array}{c} V \\ \leftarrow r \\ \bullet \end{array} \qquad \qquad$	$ \begin{array}{ccc} \uparrow V & V_r \\ \hline S \rightarrow & \hline r \end{array} $
Позади от источника	Впереди к источнику

#### 2. Эффект абсолютного движения

Если эффект Доплера - это следствие относительного движения источника и приемника, то согласно принципу относительности проявление эффекта должно быть одинаковым при одинаковом относительном движении источника и приемника. В табл. 2 приведены четыре возможных варианта однонаправленного движения пар источник-приемник, полученные исходя из того, что один из участников движения абсолютно неподвижен. Там же приведены формулы для доплеровских частот в каждой паре, полученные из соответствующих формул в табл.1.

Относительное движение в парах, помещенных в диагональные клетки табл. 2, одинаковое, если  $V = V_r$ , что должно было бы вызвать и одинаковый эффект, т.е. приемники в этих парах должны фиксировать одинаковую частоту. Однако приведенные формулы показывают, что это не так:

Парадокс: если частота источника f не изменяется при его перемещении в пространстве, тогда фиксируемая приемниками частота разная при одинаковом относительном движении источника и приемника: при сближении  $v_b \neq v_a$  а при удалении  $v_d \neq v_f$ ,

что свидетельствует о нарушении равноправия инерциальных систем отсчета.

Чтобы разобраться, является ли ситуация действительно парадоксальной, рассмотрим движение в парах, помещенных в строки табл. 2.

В парах первой строки оба источника одинаковы и абсолютно неподвижны, следовательно, частота каждого равна f и ничего не изменится, если заменить их одним источником, обозначив его частоту в состоянии абсолютной неподвижности f<sub>0</sub>. Отличие частот движущихся приемников vb и vf является эффектом движения приемников в пространстве относительно абсолютно неподвижного источника.

В парах второй строки оба источника движут-



Таблица 2. Варианты движения приемника относительно источника и соответствующие им доплеровской частоты, когда один из них абсолютно неподвижен, а другой движется с абсолютной скоростью V или V<sub>r</sub>

ся с одинаковой абсолютной скоростью, их можно заменить одним источником, частота которого в состоянии абсолютной неподвижности равна  $f_0$ . Однако считать, что частота f равна  $f_0$ , пока нет оснований, так как изначально предполагалось, что она может зависеть от скорости движения источника. Отличие частот  $v_d$  и  $v_a$  неподвижных приемников является эффектом абсолютного движения источника в среде.

Таким образом, эффект Доплера может быть вызван как движением приемника относительно источника, так и абсолютным движением источника в среде. Необходимо выяснить природу эффекта абсолютного движения источника. Для этого рассмотрим взаимодействие источника со средой, в результате которого возбуждение среды приводит к ее возмущению.

#### 3. Возбуждение и возмущение

Неподвижная однородная среда отличается от возмущенной тем, что в неподвижной среде все физические параметры, характеризующие состояние среды, постоянны. Такое состояние среды назовем состоянием покоя. Пусть значение некоторого физического параметра *P*, характеризующего среду, одинаковое в каждый момент времени в каждой точке пространства, занимаемого средой. Возмущение среды в некоторой точке пространства состоит в том, что параметр среды *P* в этой точке начинает изменять свое значение во времени в результате возбуждения среды источником.

Момент времени, когда параметр начал изменять свое значение, назовем начальным моментом возбуждения среды, а последующее изменение параметра в этой точке – процессом возбуждения среды. Изменение значения параметра в пространстве назовем процессом возмущения среды. Процесс возмущения среды зависит от ее свойств, а процесс возбуждения – от свойств источника и его взаимодействия со средой.

Процесс возбуждения среды в точке пространства можно описать некоторой функцией времени p(t), пример которой приведен на рис.За, где  $\tau_e$  – продолжительность возбуждения среды. Возбуждение, продолжительность которого равна нулю, назовем событием. Пример события  $\tilde{p}(t)$  приведен на рис. Зb, где  $\delta(t)$ – импульсная функция Дирака. Рассмотрим процесс возмущения среды, возникающий при возбуждении, характеризуемом функцией  $\tilde{p}(t)$ , положив P = 0.



Рис. 3. Пример функций, описывающих закон возбуждения среды в точке: а) непрерывное возбуждение продолжительностью  $\tau_e$ ; b) возбуждение нулевой продолжительности – событие  $\tilde{p}$ 

Такое возбуждение изотропной среды приведет к её сферическому волновому возмущению. На рис.4а показано сечение сферической волны плоскостью, проведенной через точку возбуждения в момент времени t > 0, которое представляет собой окружность радиуса ct с центром в точке возбуждения. Сферическую волну можно рассматривать как реакцию среды на событие, произошедшее в некоторой точке пространства в состоянии покоя среды. Она представляет собой импульсную характеристику среды, когда  $S(\tau_e) = 1$ .

Возбуждение среды источником периодического возбуждения с периодом  $T_0$  приводит к образованию периодической последовательности сферических волн. В этом случае центры сфер расположены в точке возмущения среды. На рис. 4b показано сечение периодической сферической волны плоскостью, проходящей через точку возбуждения. Источник возбуждения абсолютно неподвижен, поэтому все окружности расположены концентрично. Частота возбуждения среды  $f_0 = T_0^{-1}$  и скорость распространения возмущения в среде *с* определяют длину сферической волны  $\lambda_0$  неподвижного источника.

Движущийся в среде источник также возбуждает периодические сферические волны, но волны уже не являются концентрическими, так как точка возбуждения среды непрерывно меняет свое положение в пространстве (рис. 4с). В результате происходит смещение волн в направлении движения источника, и центральная симметрия возмущенной среды сменяется симметрией осевой. При прямолинейном движении источника происходит возмущение среды, которое имеет пространственную регулярность только на линии движения. Поэтому длину сферической волны  $\lambda_0$  неподвижного источника уже нельзя использовать в качестве простран ственной характеристики возмущенной среды.



Рис. 4. Сферические волны, возбужденные а) неподвижным источником события  $\tilde{p}$ ; в) неподвижным источником периодических событий  $\tilde{p}$  с периодом  $T_0$ ; с) таким же источником, движущимся с абсолютной скоростью V

На рис. 5 показано сечение сферической волны, возбужденной в точке x = 0 движущимся источником, и положение источника в момент возбуждения следующей сферической волны. Время, проходящее между моментами возбуждения двух соседних волн, равно периоду  $T_0$ . Позади источника на линии движения возникает периодический процесс, длина волны которого равна  $\lambda_b$ . Длина волны впереди источника меньше и равна  $\lambda_f$ . Расстояние, на которое источник перемещается в пространстве за один период, равно  $VT_0$ , а радиус окружности равен  $\lambda_0$ , так как движение источника не может влиять на мгновенное возмущение среды.

Таким образом, частота возбуждения среды источником и длина волны возмущенного пространства связаны следующими соотношениями, справедливыми только на линии движения источника:

$$\lambda_b = \frac{c+V}{f_0}, \ \lambda_f = \frac{c-V}{f_0} \tag{6}$$

или

$$\lambda f_0 = \boldsymbol{c} - \alpha \boldsymbol{V} \,, \tag{7}$$

где  $\alpha = 1$ , когда приемник находится впереди источника, и  $\alpha = -1$ , когда позади.



Рис. 5. Сечение сферической волны и положение источника возбуждения, который движется с абсолютной скоростью *V*, в момент возникновения очередной волны

Зная длину волны и скорость распространения возмущения в среде, можно определить период волны:

$$T_b = \frac{\lambda_b}{c} = \frac{c+v}{f_0 c} \,. \tag{8}$$

Аналогичным образом можно определить и период волны *T<sub>f</sub>* впереди источника и получить обобщенную формулу для периода *T*:

$$T = \frac{\lambda}{c} = \frac{c - \alpha v}{f_0 c} \tag{9}$$

Соответствующая ему частота  $v_s = T^{-1}$  совпадает с частотой эффекта абсолютного движения  $v_b$  или  $v_f$ , приведенной в табл. 2, если заменить *f* на  $f_0$ :

$$v_s = f_0 \frac{c}{c - \alpha V} \,. \tag{10}$$

Таким образом, на основе анализа эффекта Доплера в рамках принятых допущений о сферическом виде волны возмущенной среды, возбуждаемой в точке пространства с периодом Т можно сполат, ополника в неоди:

T<sub>0</sub>, можно сделать следующие выводы:

1. Частота возбуждения среды источником не зависит от абсолютной скорости движения в пространстве, если его движение равномерно и прямолинейно, т.е. отсутствуют ускорения, способные изменить стационарные процессы.

2. Постулат о равноправии инерциальных систем отсчета не нашел физического подтверждения. Анализ физических процессов, происходящих в возмущаемой среде, требует привлечения привилегированной инерциальной системы, связанной с неподвижной средой.

3. Доплеровская частота, измеренная приемником, движущимся с абсолютной скоростью *V* относительно абсолютно неподвижного источника, является эффектом относительного движения источника и приемника.

4. Доплеровская частота приемника, находящегося в состоянии абсолютной неподвижности зависит от того, в каком направлении от движущегося источника он находится. Эта частота связана с эффектом абсолютного движения источника, возбуждающего пространство.

5. Возмущение среды имеет периодический во времени и регулярный в пространстве характер только на линии равномерного прямолинейного движения источника.

6. При малых абсолютных скоростях численные значения доплеровских частот отличаются незначительно, что позволяет не учитывать отличие движения в среде (движение источника) от движения в пространстве (движение приемника). Принципиальное отличие этих движений становится очевидным при движениях со скоростями, близкими к скорости возмущения среды С.

7. В случае, когда источник движется равномерно и прямолинейно с абсолютной скоростью *V*, пространственно-временная связь двух видов движения характеризуется кинематическим уравнением абсолютного движения (7), справедливым на линии движения.

8. Фундаментальное пространственновременное соотношение  $\lambda_0 f_0 = c$  имеет место в любой области пространства, занятого средой, возбужденной абсолютно неподвижным источником.

9. При движении источника со скоростью возмущения среды колебательный периодический процесс имеет место только на линии движения позади источника, где пространственновременная связь характеризуется соотношением  $\lambda f_0 = 2c$ . Впереди источника волновой процесс не возбуждается.

10. Обобщенная характеристика пространственно-временной связи имеет следующий вид:  $\lambda(t) = T_0(c - \alpha V(t))$ . Она характеризует связь возбуждения среды в точке пространства с возмущением среды в пространстве при неравномерном движении источника.

11. Возмущенная среда хранит информацию об абсолютном движении тела, возбуждающего

или возбуждавшего среду при своем движении. Время хранения информации определяется процессами затухания и поглощения.

12. Возмущения среды удовлетворяют принципу суперпозиции.

#### 4. Одновременность и неподвижность

На рис. 6а показано сечение сферической волны, возбужденной в точке пространства *O*, когда среда находилась в состоянии покоя. Используя понятие события в точке, и учитывая причинно-следственный характер связи между возбуждением и возмущением, сферическую волну можно считать событием, распределенным в пространстве, а каждую ее движущуюся точку – пространственным событием возмущения. Каждое такое событие несет в пространстве информацию о возбуждающем воздействии. Таким образом, одно событие в точке пространства порождает бесчисленное множество одновременных пространственных событий, образующих сферическую волну.

На том же рисунке показано, как первое пространственное событие 1 приближается к неподвижной в пространстве точке B, находящейся в невозмущенной области среды. Следовательно, значение физического параметра P в точке B, по сделанному ранее допущению, равно нулю. Тогда, измеряя и интегрируя функцию, характеризующую изменение этого параметра в точке B, можно определить факт попадания события 1 в эту точку. В этот момент интегратор зафиксирует некоторое значение  $P_B$ :

$$P_{B} = \int_{0}^{\infty} p_{B}(\tau) d\tau =$$

$$= \int_{0}^{\infty} \frac{1}{r} S(\tau_{e}) \delta(t - \frac{r}{c}) d\tau = \frac{1}{r} S(\tau_{e}),$$
(11)

где r – расстояние точки B от точки O,  $r^{-1}$  – функция затухания сферической волны в пространстве. Соотношение (11) описывает



Рис. 6. Сферическая волна в среде: а) источник события 1; b) параметр *p*<sub>1</sub> события 1, распространяющегося в пространстве; с) параметр события, определенный в неподвижной точке *B* 

взаимосвязь события возбуждения в точке пространства *O* и соответствующего ему пространственного события в абсолютно неподвижной точке *B*, удаленной на расстояние *r*. В этом соотношении влияние поглощения среды на значение параметра *P*<sub>B</sub> не учитывается, но может быть учтено при необходимости. Тогда сферическая волна первого события будет представлять собой импульсную характеристику среды с учетом поглощения при условии, что  $S(\tau_e) = 1$ . Её можно использовать для синхронизации часов в разных точках пространства, занимаемого средой.

При периодическом возбуждении среды неподвижным источником, события которого имеют частоту  $f_0$ , величина  $P_B$  в неподвижной точке *B* будет фиксироваться с такой же частотой. При перемещении источника со скоростью *V* в направлении точки *B* расстояние между событиями уменьшится согласно (7), следовательно, частота фиксации событий в точке *B* увеличится, и станет равной  $v_f$ . Если в качестве источника возбуждения выбрать гармонический осциллятор с частотой  $f_0$ , то каждой волне, возбуждаемой за период, можно поставить в соответствие возбуждающее событие, равное, например, максимальному значению параметра среды в точке возбуждения за период.

На рис. 7а показаны пространственные события периодического возбуждения, обозначенные номерами k-1, k-2 и т.д., зафиксированные в момент времени  $t_k$ , соответствующий моменту появления возбуждающего события k. Чем меньше номер, тем раньше возникло событие. Первое из возбуждающих событий имеет номер 1, и с ним связано начало отсчета времени и отно-сительного положения источника в пространстве.

В момент времени tk источник расположен в

вершине некоторого конуса высотой Vtk. Основание конуса расположено на плоскости, перпендикулярной линии движения и пересекающей её в точке x = 0. Угол  $\theta$  между образующей конуса и его высотой зависит от абсолютной скорости перемещения источника. Поверхность конуса можно использовать для определения положения в пространстве одновременных событий. Например,  $x_{k-2} = V(t_k - t_{k-2})$  – это точка на линии движения, в которой произошло событие k-2. Центр сферы, поверхность которой образована пространственными событиями k-2, расположен в точке  $x_{k-2}$ , а ее радиус равен расстоянию от точки x<sub>k-2</sub> до поверхности конуса по нормали к линии движения источника. Сфера радиуса  $r = Vt_k c$ центром в точке x = 0 есть место расположения всех первых пространственных событий.

Все события, показанные на рис 7, возникли в прошлом относительно момента времени  $t_k$ , зафиксировавшего настоящее. Пусть наблюдатель *A*, неподвижный в системе отсчета источника, находится в том же месте пространства, что и событие *m* (см. рис. 7b). Для наблюдателя *A* все события с номерами k > m находятся в будущем, событие *m* – в настоящем, а события с номерами k < m – в прошлом. На рис. 7b показана волна между событиями *m* и *m*–1 в момент времени  $t_k$ .

Расстояние между любой парой последовательных событий k и k-1 равно длине волны  $\lambda$  (см.(6)). Это расстояние событие k преодолевает со скоростью c за время, равное T (см. (9)), которое назовем пространственным периодом. Пусть событие m расположено впереди источника в точке  $x_m$  в момент времени  $t_k$ . Зная номер события в некоторой точке  $x_m$  на линии движения впереди источника и номер



Рис. 7. Картина возмущенного пространства при движении источника с абсолютной скоростью V, зафиксированная в некоторый момент времени  $t_k$ : а) конус одновременности; b) волна в пространстве между событиями m и m-1 на линии движения

еще не распространившегося события в текущий момент времени  $t_k$ , можно определить, сколько времени потребуется источнику, чтобы оказаться в точке  $x_m$ :

$$\Delta t_m = (k - m)T_f \,. \tag{12}$$

В момент времени  $t_r = t_k + \Delta t_m$  источник окажется в точке  $x_m$ , и доплеровская частота изменит свое значение с  $v_f$  на  $v_b$ :

$$\Delta v = v_{\rm f} - v_{\rm b} = 2f_0 \frac{\rm c}{\rm c^2 - V^2} \,. \tag{13}$$

Назовем момент *t<sub>r</sub>* поворотным моментом времени в точке *x<sub>m</sub>*. Таким образом, зная пространственный период, можно определить поворотный момент в любой точке на линии движения источника, а также определить, сколько времени до него осталось.

Пространственный период и доплеровские частоты v<sub>b</sub> и v<sub>f</sub> удовлетворяют следующему пространственно-временному соотношению:

$$v_f \lambda_f = v_b \lambda_b = c. \tag{14}$$

Оно является инвариантным к изменению направления движения источника.

Количество событий на единицу длины линии движения назовем пространственной густотой, которая является величиной, обратной длине волны:

$$d = \frac{1}{\lambda} = f_0 \frac{1}{c - \alpha V}$$
(15)

Если отпустить время, абсолютное движение источника будет продолжаться, и неподвижный наблюдатель *А* будет фиксировать события с пространственным периодом  $T_f$ , причем  $f_0T_f = \frac{f_0}{v_f} = \frac{c-V}{c} \neq 1$ . Таким образом, в любой точке на линии движения источника, движущегося со скоростью V, параметры возбуждения и возмущения связаны следующим соотношением:

$$f_0 T = \frac{f_0}{v_s} = \frac{c - \alpha V}{c} \neq 1.$$
 (16)

#### 5. Эффект относительного движения

Рассмотрим равномерное прямолинейное движение наблюдателя B, находившегося в момент  $t_k$  в точке события m на линии движения (см. рис. 7b). Он перемещается в направлении от неподвижного источника с абсолютной скоростью  $V_r$ . Начальный момент движения совпадает с моментом  $t_k$  и далее принят равным нулю как начало отсчета движения. Номера всех событий уменьшим на m из соображений удобства счета.

На рис. 8а показаны две волны, зафиксированные в момент t = 0 и в некоторый момент  $t = t_1$ . Момент  $t_1$  характерен тем, что событие 1 догнало наблюдателя *B*. Моменты фиксирования таких событий наблюдателем *B* будем помечать индексом:  $t_1^B = t_1$ . За время  $t_1^B$  наблюдатель переместился на расстояние  $l_1 = V_r t_1^B$  от точки  $x_m$ , а догнавшее его со скоростью *c* событие 1 – на расстояние  $\lambda_0 + V_r t_1^B$ , затратив на это время  $t_1^B$ . Время, которое затратит событие *k* на движение к наблюдателю *B*, удовлетворяет следующему уравнению:

$$t_k^B = \frac{k\lambda_0 + V_r t_k^B}{c} \tag{17}$$

Решив (1.17), находим  $t_k^B$ :



Рис. 8. Сферическая волна неподвижного источника: а) в моменты времени t = 0 и  $t = t_1^B$ ; b) пространственная и временная фиксация событий наблюдателями

$$t_k^B = k \frac{\lambda_0}{c - V_r} \,. \tag{18}$$

Из (18) можно определить интервал ∆*t<sup>B</sup>* между двумя последовательными событиями, фиксируемыми наблюдателем *B*:

$$\Delta t^{B} = t_{k}^{B} - t_{k-1}^{B} = \frac{\lambda_{0}}{c - V_{r}} > T_{0} .$$
 (19)

Тогда доплеровская частота  $v_d$ , с которой удаляющийся от источника наблюдатель *В* фиксировал события, определяется следующим образом:

$$v_d = \frac{1}{\Delta t^B} = f_0 \frac{c - V_r}{c} \,. \tag{20}$$

Во время движения наблюдателя B, абсолютно неподвижный наблюдатель A фиксировал те же события с интервалом, равным периоду  $T_0$ . Момент времени  $t_1^A$ , когда он зафиксировал первое событие после начала движения наблюдателя, равен:  $t_1^A = T_0$  (см. рис.8b). Поскольку неподвижный наблюдатель находится ближе к источнику, он фиксирует события раньше, а движущийся наблюдатель – с запаздыванием, т.е. наблюдатель B фиксирует события, соответствующие разным фазам волны, изображенной на рис. 8а для t = 0. Запаздывание  $\Delta t_k$  определяется следующим образом:

$$\Delta t_k = t_k^{\mathcal{B}} - t_k^{\mathcal{A}} = t_k^{\mathcal{B}} \frac{V_r}{c} \,. \tag{21}$$

В момент времени  $t_n$ , когда запаздывание достигнет величины  $T_0$ , оба наблюдателя зафиксируют события одновременно, т.е. будут наблюдать одну и ту же фазу волны:

$$\Delta t_n = t_n^B - t_n^A = t_n^B \frac{V_r}{c} = T_0 , \qquad (22)$$

где согласно (18)

$$t_n^B = n \frac{\lambda_0}{c - V_r} \,. \tag{23}$$

Подставив (23) в (22) находим *n*:

$$n = \frac{c - V_r}{V_r} \,. \tag{24}$$

Следовательно, оба наблюдателя могут зафиксировать синфазные события только в том случае, если скорость перемещения наблюдателя *В* удовлетворяет следующему соотношению:

$$V_r = \frac{c}{n+1}.$$
 (25)

В этом случае синфазное фиксирование событий приемником будет происходить с периодич-

ностью  $t_n^B = T_0 (n+1)^{-1}$  и пространственной регулярностью  $I_n = \lambda_0$ . Доплеровская частота приемника при движении со скоростью (25) равна

$$\tilde{\mathbf{v}}_d = f_0 \frac{n}{n+1} \tag{26}$$

При движении с любой другой скоростью синфазное фиксирование событий приемником невозможно.

Если наблюдатель *В* изменит направление движения на противоположное и станет приближаться к неподвижному источнику, то запаздывание событий сменится опережением и вывод всех соотношений можно повторить, следуя той же логике. Формула для доплеровской частоты  $v_a$  отличается от (20) только знаком перед  $V_r$ . Поэтому обобщенные соотношения для (20) и (27) примут такой вид:

$$v_r = f_0 \, \frac{c - \beta \, V_r}{c} \,, \tag{28}$$

$$\tilde{v}_r = f_0 \frac{n}{n+\beta}, \qquad (29)$$

где  $\beta = 1$ , когда приемник движется от источника,  $\beta = -1$ , когда движется к источнику.

Соотношения для доплеровской частоты v, характеризующей эффект при участии в абсолютном движении и источника, и приемника, можно получить аналогичным образом. Для этого необходимо лишь учесть, что длина волны возмущенной среды находится из кинематического уравнения движения (7).

#### 6. Уравнение относительного движения

Обобщая полученные результаты можно придти к выводу, что эффект Доплера состоит из двух составляющих: одна вызвана абсолютным движением источника в среде, а другая – движением приемника относительно источника. Все полученные ранее соотношения сведены в табл. 3.

Доплеровские частоты, выражающие эффекты абсолютного и относительного движений в разных вариантах относительного движения приемника и источника, при условии, что их абсолютные скорости остаются неизменными, связаны следующим соотношением:

$$v_b v_f v_a v_d = f_0^4 \frac{c^2 - V_r^2}{c^2 - V^2}$$
 (30)

Парные произведения частот v<sub>b</sub>, v<sub>f</sub>, v<sub>a</sub>, v<sub>d</sub> в допустимых комбинациях дают четыре доплеровские частоты, приведенные в табл. 1,

Приемник				Допл	теровская частот	а	
Относительное положение		Относительное движение		Составляющие эффекта		Обшее	
Впереди источника	Позади источника	От источника	К источнику	Движение источника	Движение приемника	выражение	
α = 1	$\alpha = -1$	$\beta = 1$	$\beta = -1$	$v_{s} = f_{0} \frac{c}{c - \alpha V}$	$v_r = f_0 \frac{c - \beta V_r}{c}$	$v = \frac{1}{f_0} v_s v_r$	

Таблица 3. Эффект Доплера: основные соотношения

каждая из которых соответствует одному варианту относительного движения.

Общее выражение для доплеровской частоты можно записать в следующем виде:

$$v = f_0 \frac{c - \beta V_r}{c - \alpha V}.$$
 (31)

Если выразить абсолютную скорость движения приемника *V<sub>r</sub>* через абсолютное значение его относительной скорости υ в системе источника, то получим следующее соотношение:

$$V_r = \upsilon + \alpha \beta V . \tag{32}.$$

Введя в соотношение (31) длину волны из кинематического уравнения абсолютного движения (7) и подставив абсолютную скорость приемника (32), получим кинематическое уравнение относительного движения:

$$v\lambda = \boldsymbol{c} - \alpha \boldsymbol{V} - \beta \upsilon \,. \tag{33}$$

Оно выражает связь абсолютного и относительного в движении и позволяет разработать инструментальные методы определения всех входящих в него величин.

Уравнение относительного движения (33) было получено с использованием только одного параметра однородной изотропной среды – скорости распространения возмущения *с*. Поэтому оно справедливо для любых сред, имеющих постоянную скорость распространения возмущений, в том числе и для таких, в которых эта скорость равна скорости распространения света.

Следовательно, находясь в согласии с известным экспериментальным данными, кинематическое уравнение относительного движения отражает фундаментальные свойства движения материи и позволяет понять, почему электрон неуловим, частица он или волна, почему волна – не материя, а состояние материи, почему волна видит фотон, почему нам тепло или холодно, почему происходит красное смещение и многое другое.

#### Выводы

Каждая из двух популярных физических теорий базируется на паре постулатов:

- классическая механика на постулатах об абсолютности времени и относительности скорости;
- специальная теория относительности на постулатах об абсолютности скорости и относительности времени.

Природа посредством эффекта Доплера утверждает следующее:

- Состоятельной является пара постулатов об абсолютности времени в пространстве и абсолютности скорости в среде, а значит, и об абсолютности движения как такового. Как называется среда – воздух, эфир, вакуум или темная материя – не суть важно.
- Абсолютное движение вещества в пространстве вызывает возмущение среды, а возмущенная среда влияет на абсолютное движение вещества. В этом взаимодействии вещества и среды материя стремится к состоянию покоя, которое характеризуется соотношением v = 0 в любой точке пространства.
- Для самосогласованного описания движения материи потребуются уравнения взаимодействия всех субъектов движения. Они должны описывать движение в интуитивно понятном трехмерном пространстве.

Достоверно известны два вида фундаментальных силовых взаимодействий: взаимодействие гравитационных масс *m* (закон Ньютона) и взаимодействие электрических зарядов *q* (закон Кулона). Говорят, что в микромире существуют также слабое и сильное взаимодействия. Исходя из дуализма, как главного принципа организации Природы, можно "измыслить" гипотезу о том, что гравитационное и электрическое взаимодействия являются единственными в списке фундаментальных взаимодействия. Исходя из дуализма, как главного принципа организации Природы, можно "измыслить" гипотезу о том, что гравитационное и электрическое взаимодействия являются единственными в списке фундаментальных взаимодействий. Эффект Доплера – одно из доказательств этого.

Состояние покоя среды характеризуется нулевым градиентом физических величин и отсутствием любого вида движения. Следовательно, если принять непрерывность как свойство среды, то в таком состоянии среда должна быть электрически нейтральной и плотность массы должна быть везде одинаковой. В этом случае фундаментальные взаимодействия будут отсутствовать по причине отсутствия зарядов и тел. В такой среде нет физических отличий одной точки пространства от другой, нет ни кинетической, ни потенциальной энергий. Энергию такой среды можно принять равной нулю.

Если предположить, что по причине внутренних флуктуаций неизвестного происхождения, плотность массы увеличится в некоторой области пространства, в другой области плотность массы должна уменьшиться. Это приведет к возникновению гравитационной силы притяжения областей с разными плотностями масс и к движению, в результате которого среда снова вернется в состояние покоя. Аналогичным образом, появление положительного заряда в одной области пространства означает появление отрицательного заряда в другой области. Это приведет к возникновению электрической силы притяжения и к движению, в результате которого среда снова вернется в состояние покоя. Могут ли рассмотренные явления быть независимыми?

Если непрерывность не является свойством среды, т.е. среда дискретна, то возникает вопрос, является ли электрическая нейтральность среды в состоянии покоя проявлением электрической нейтральности ее элементарной частицы? Из утвердительного ответа следует, что заряд есть проявление движения элементарной частицы и свидетельство нарушения ее пространственной симметрии при движении. Обладает ли частица гравитационной массой?

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» Утвердительный ответ на этот вопрос свидетельствует о пространственной симметрии среды в состоянии покоя, а, значит, и о пространственной симметрии элементарной частицы, при которой гравитационные силы уравновешены и не вызывают перемещение частиц в пространстве.

Обладает ли частица массой покоя? Инертная масса частицы характеризует количество движения частицы, перемещающейся с некоторой скоростью в пространстве. Если предположить, что этот параметр движения не зависит от скорости перемещения, то масса покоя частицы равна гравитационной массе и равна массе инертной. Таким образом, движение элементарной частицы вызывает как изменение плотности массы в пространстве, так и изменение пространственного заряда. Фундаментальные взаимодействия материи в пространстве и времени направлены на установление состояния покоя. Среда в состоянии покоя есть материя, в которой отсутствуют внутренние причины, способные нарушить ее покой, если исключить флуктуации неизвестного происхождения. Это состояние, лишенное информации.

Оно характерно тем, что в пространстве течет только время, но оно себя ничем не проявляет. Это состояние материи можно описать как в пространстве как таковом:  $\gamma = 0, \lambda \rightarrow \infty$ .; так и в любой его точке: V = 0, q = 0. Надежда на то, что покой не может быть вечным, таится в кинематическом уравнении движения, предельным случаем которого является описание свойства среды при наличии в пространстве одного вида движения – точечного возмущения:  $f_0\lambda_0 = c$ .

Многообразие явлений в наблюдаемом мире Природы – это проявление многообразия двух видов движения материи: возмущения и перемещения. Эти виды движения двуедины. Уверенности в том, что движение материи будет вечным, нет, но есть уверенность в том, что заряд и масса – это те фундаментальные свойства, которые поддерживают ее вечное движение в мире.

#### УДК 62-82:658.512.011.56

О.Ю. Безносик, В.В. Ладогубець, канд. техн. наук, О.Д. Фіногенов, канд. техн. наук

### Методи підвищення ефективності Ү-∆ перетворення при побудові схемних макромоделей МЕМС

Проанализированы особенности использования процедуры Y-∆ преобразования для построения схемных макромоделей неэлектрических составляющих МЭМС, и определены отдельные этапы, которые влияют на погрешность конечной макромодели и время её получения. Предложены модификации метода выбора сокращаемых узлов, которые обеспечивают значительное уменьшение как времени расчетов, так и количества вновь созданных элементов в процессе Y-∆ преобразования.

The specific features of using of Y- $\Delta$  transformation procedure for formulation of circuit macromodels for non-electrical components of MEMS have been analyzed, and the separate stages have been defined which influence the accuracy of the ultimate macromodel and the time of its formulation. The modifications of the method for selection of nodes to be reduced have been suggested, which provide the considerable reduction both a calculation time and a number of newly created elements during the Y- $\Delta$  transformation process.

Ключевые слова: макромодель, Y-∆ преобразование, RLC-схема, МЭМС, моделирование.

#### Вступ

При проектуванні сучасних пристроїв важливу роль відіграє можливість використання єдиного інструментарію для моделювання об'єктів, в яких відбуваються різні фізичні процеси: електричні, механічні, оптичні, теплові і т.д. Це вимагає представлення різних підсистем початкового об'єкту у вигляді еквівалентних моделей однієї і тієї ж фізичної природи, що дозволить об'єднати їх для вирішення в єдиному обчислювальному процесі. На етапі схемотехнічного моделювання для формування математичної моделі об'єкту складної фізичної природи найчастіше застосовується метод електромеханічних аналогій. Це, у свою чергу, вимагає наявності схемних реалізацій моделей неелектричних блоків, які характеризуються необхідним ступенем точності. Більшість сучасних засобів САПР, які використовуються при проектуванні механічних систем, для побудови математичної моделі використовують метод скінчених елементів. Головною проблемою, яка постає на цьому шляху, є розмірність вихідної системи рівнянь, що відображає математичну модель неелектричних складових МЕМС, яка може досягати десятків або навіть сотень тисяч рівнянь. Відповідно, схемний еквівалент такої системи рівнянь складається з десятків або навіть сотень тисяч компонентів. Внаслідок сумарних розмірів об'єкта проектування, навіть такі відомі пакети схемотехнічного проектування як Hspice, SPECTR, Saber (всі – США), NetALLTED (Україна, НТУУ "КПІ") [1], ПА-7 (Росія) стають неспроможними. Єдиним можливим виходом з такого положення є скорочення розмірів математичних моделей неелектричних складових МЕМС та отримання відповідних макромоделей МЕМС. Одним з найбільш ефективним шляхів вирішення цієї проблеми є використання методу Ү-А перетворення [2]. Однак час розрахунків та кінцева точність отриманих макромоделей в значній мірі залежать від урахування особливостей математичних моделей неелектричних складових МЕМС та аналізу витоків похибок методу У- $\Delta$  перетворення. Тому задача підвищення ефективності методу Ү-А перетворення при побудові макромоделей неелектричних складових МЕМС є досить актуальною.

# 1. Аналіз витоків похибок методу Ү- $\Delta$ перетворення

В базовому алгоритмі [3] при скороченні *і*-го вузла, що з'єднаний з вузлами *а* і *b* провідностями *y<sub>a</sub>* і *y<sub>b</sub>*, нова провідність, представлена

виразом 
$$y_{ab} = (y_a y_b) / Y_i$$
, де  $Y_i = \sum_{j=1}^{k} y_j (k - кіль-$ 

кість вузлів, з'єднаних з вузлом *i*), буде поліномом в *p*-області, що ускладнює її автоматичну ідентифікацію у вигляді типових RLCкомпонентів. Для виходу з цієї ситуації пропонується таке рішення [3]. Якщо кожна провідність, підключена до пари вузлів, в початковій схемі складається з R, L та C елементів, то *у*<sub>аb</sub> приймає такий вигляд:

$$y_{ab} = \frac{\left(g_a + \frac{b_a}{p} + pc_a\right)\left(g_b + \frac{b_b}{p} + pc_b\right)}{\left(G_i + \frac{B_i}{p} + pC_i\right)}, \quad (1)$$

де  $C_i = \sum_{j=1}^k c_j$  – сума всіх ємностей,  $B_i = \sum_{j=1}^k b_j$  –

сума всіх величин, зворотних індуктивностям,

 $G_i = \sum_{j=1}^{\kappa} g_j$  — сума всіх провідностей, підключе-

них до вузла *i*, *p* – оператор Лапласа.

Для спрощення (1) скористаємося такими міркуваннями. Для кожного вузла у колі визначені дві часові сталі:  $\tau_{RC_i} = C_i/G_i$  та  $\tau_{LC_i} = \sqrt{C_i/B_i}$ . Часова стала вузла *i* визначається як  $\tau_i = \max(\tau_{RC_i}, \tau_{LC_i})$ , а *i*-й вузол вважається швидким, якщо  $\tau_i < \tau_{\min} = 2\pi/\omega_{\max}$ , де  $\tau_{\min} -$  часова стала, визначена користувачем, яка залежить від верхньої границі діапазону частот, що розглядається —  $\omega_{\max}$ . Відзначимо, що  $\tau_{\min}$  пропорційно  $1/\omega_{\max}$ .

При розрахунку сумарних значень зворотної індуктивності  $B_i$ , ємності  $C_i$  та провідності  $G_i$  можлива ситуація, коли ці значення будуть менше 0. Оскільки стала часу  $\tau$  вузла є, по суті, визначенням швидкості вузла, то для процесу скорочення цікавість представляють не абсолютні значення  $B_i$ ,  $C_i$ ,  $G_i$ , а їх відношення. Тому, для розрахунку механічних компонентів, в приведених вище формулах обрахунку  $\tau_{RC_i}$  і  $\tau_{LC_i}$  необхідно використовувати абсолютні значення відношень сумарних ємностей, індуктивностей і провідностей.

Отже, швидкий вузол задовольняє таким умовам: ω*C<sub>i</sub>* < *G<sub>i</sub>*, *G<sub>i</sub>* < *B<sub>i</sub>*/ω та ω*C<sub>i</sub>* < *B<sub>i</sub>*/ω. Для того, щоб виключити швидкий вузол з RLCкола, розглянемо два випадки.

У першому випадку  $\tau_{RC_i} >> \tau_{LC_i}$ . Тоді, з урахуванням  $\omega C_i < G_i$ , (1) перетвориться до вигляду:

$$y_{ab} = (g_a + \rho c_a)(g_b + \rho c_b) / (G_i + \rho C_i).$$
 (2)

Розкладемо (2) в ряд Маклорена. Тоді (2) прийме вигляд:

$$y_{ab} = \frac{g_a g_b}{G_i} + p \frac{c_a g_b + c_b g_a}{G_i} + p^2 \frac{4c_a c_b}{G_i} + \dots \quad (3)$$

В багатьох випадках, останній ненульовий член розкладу (3) вносить внесок в загальне значення, що відрізняється на 5-6 порядків від першого члена розкладу (3) і на 2-3 порядки від другого. І тому ним в цих умовах можна нехтувати. Відзначимо, що за відсутності однієї з ємностей *c*<sub>a</sub> або *c*<sub>b</sub> залишковий член розкладу (3) дорівнює нулю.

Постійний коефіцієнт в (3) дає значення провідності, яке потрібно помістити між вузлами *a* і *b* при виключенні вузла *i*, а коефіцієнт при *p* дає значення ємності.

У другому випадку  $\tau_{LC_i} >> \tau_{RC_i}$ . По аналогії з (3), (2) перетвориться до вигляду:

$$y_{ab} = \frac{1}{p} \frac{b_a b_b}{B_i} + p \frac{c_a b_b + c_b b_a}{B_i} + \dots$$
(4)

Коефіцієнт при 1/р в (4) дає значення величини, зворотної до індуктивності, яку потрібно підключити між вузлами *a* і *b* при виключенні вузла *i*, а коефіцієнт при *p* дає значення ємності.

Конкретні співвідношення для внесення нових елементів між вузлами *a* і *b* при виключенні *i*-го вузла, розташованого між ними, для обох випадків для всіх можливих ситуацій представлені в роботі [3].

На відміну від RLC-кіл, які моделюють паразитні ефекти у великих інтегральних схемах, значення R, L, C елементів, які є складовими схемних макромоделей неелектричних компонентів МЕМС, у більшості випадків, мають такі значення, для яких похибка формул (3) та (4) може бути суттєвою. Так, на рис. 1 представлена еквівалентна схема закріпленої однорідної балки з одним ступенем свободи [4]. Для даної моделі були отримані наступні номінали елементів: C1..C99 = -0.11667 Ф; C100..C199 = 0.7 Ф; L1..L99 = 5E-12 Гн; L100 = 5E-12 Гн.

При таких значеннях компонентів L та C практично усі вузли мають однакові сталі часу; крім того, похибка формул (3) та (4) може бути досить значною, особливо у тих випадках, коли ці формули використовуються багатократно. Це неодмінно вплине на точність кінцевої макромоделі. Тому алгоритм Y- $\Delta$  перетворення потрібно модифікувати таким чином, щоб кількість разів використання формул (3) та (4) для отримання кінцевого результату була найменшою.



Рис.1. Еквівалентна схема заміщення однорідної балки з одним ступенем свободи

В базовому алгоритмі умову скорочення вузла визначено як:

$$\tau_i < \tau_{\min} \tag{5}$$

При цьому, якщо декілька вузлів мають однакові сталі часу, то у якості вузла, що виключається, вибирається той, який стоїть у черзі першим. Проте, відомо, що при видаленні вузла утворюється k(k-1)/2 нових елементів, де k – кількість сусідніх (з *i*-м) вузлів. Це означає, що якщо, при рівних сталих часу, два вузли мають різну кількість з'єднань з сусідніми вузлами, то кількість елементів у схемі на наступному кроці скорочення також може бути різною, причому більшою ніж на попередньому кроці. А це, у свою чергу, призводить до збільшення кількості використань формул (3) та (4) для розрахунку значень нових елементів, що утворилися.

Так, в еквівалентній схемі закріпленої однорідної балки з трьома ступенями свободи [5] окремі вузли мають порівняно невисоку кількість з'єднань з іншими (5-7 компонентів). При цьому, загальна кількість компонентів в цій схемі дорівнює 776. Але кількість компонентів під час її скорочення за допомогою Y- $\Delta$  перетворення може значно зростати (рис. 2.) і досягає 1256 компонентів.

Для інших об'єктів початкова кількість компонентів у схемі може на окремих кроках скорочення за допомогою Y-∆ перетворення збільшуватись у 5-7 разів у випадках, коли середня кількість компонентів, підключених до одного вузла, сягає 10-20. Це може призводити як до значного зростання часу, що потрібен для отримання схемної макромоделі неелектричної складової МЕМС, так і до зниження її точності. Тому, необхідним є розробити такі модифікації базового методу скорочення в частині вибору вузлів, що виключаються за допомогою Y-∆ перетворення, які б не призводили до зростання кількості елементів в еквівалентній схемі під час скорочення.

Частково вказані вище проблеми вирішуються в запропонованій в роботі [6] модифікації (модифікація 1) методу вибору вузлів, що виключаються при використанні Ү-А перетворення для скорочення розмірності схемних еквівалентів неелектричних моделей МЕМС з метою отримання відповідної макромоделі. Суть її полягає в тому, що у випадку, коли в схемі є декілька вузлів з однаковою сталою часу, пріоритет на скорочення надається вузлу з найменшою кількістю під'єднаних до нього елементів. На відміну від цього, в даній роботі пропонується дослідити ефективність використання наступних варіантів алгоритму вибору вузлів, що скорочуються.



Рис.2. Залежність кількості компонентів схеми від кроку скорочення

# 2. Методи вибору вузлів, що скорочуються при використанні Ү-∆ перетворення

**Модифікація 2.** Якщо головним критерієм при скороченні вузла вважати не його «максимальну швидкість», тобто значення сталої часу *т*, а мінімальний час, необхідний для його скорочення, то можливою є така модифікація базового методу скорочення:

*Крок 1.* Формується множина вузлів, для яких виконується умова  $\tau_i < \tau_{\min}$ ;

Крок 2. Вузол, який входить до цієї множини та має найменшу кількість під'єднаних до нього елементів, виключається першим;

Крок 3. Якщо таких вузлів декілька, то пріоритет віддається вузлу з меншою сталою часу.

Ця модифікація спрямована на мінімізацію кількості новостворюваних елементів під час скорочення й, відповідно, часу скорочення. Головним недоліком даної модифікації є те, що під час скорочення послідовність видалення вузлів не залежить від значення сталої часу конкретного вузла, що може призвести до збільшення похибки отриманих в результаті скорочених схем.

**Модифікація 3.** Цікавим є поєднання першої та другої модифікацій з точки зору як зменшення часу скорочення, так і контролю послідовності видалення вузлів. Вочевидь, що сталі часу в черзі вузлів, що видаляються, можуть бути практично однаковими, в той час як кількість під'єднаних до цих вузлів елементів суттєво відрізнятися. Тому доцільно ввести поняття «діапа-

Таблиця 1. Результати скорочення (балка,  $\tau_{min} = 1,5*10^{\circ}$ )

зону швидкості», коли спочатку за певним критерієм визначається підмножина «швидких вузлів» з множини вузлів, що відповідають критерію  $\tau_i < \tau_{\min}$ , а скорочення в межах цього «діапазону» ведеться з огляду на мінімальний час скорочення, тобто з врахуванням кількості підключених до вузлів елементів.

Відповідний діапазон можливо визначити, узявши за початок відліку найбільш повільний вузол із значенням  $r = \max(\tau_i), i=1(1)n$ . В цьому випадку частина вузлів, що має близькі до «найбільш повільного вузла» значення сталої часу, не підлягає скороченню, а решта скорочується за критерієм мінімальної кількості новостворюваних елементів.

Таким чином, алгоритм прийме вигляд:

Крок 1. Для усіх вузлів розраховуються сталі часу, серед яких визначається *т<sub>тах</sub>* як максимальне значення *т* серед усіх вузлів;

Крок 2. Формується множина вузлів, для яких виконуються умови  $\tau_i < \tau_{\min}$  та  $\tau_i \leq \Delta \cdot \tau_{\max}$ , де  $\Delta$  – деяка стала менше одиниці;

Крок 3. Вузол, який входить до цієї множини та має найменшу кількість під'єднаних до нього елементів, виключається першим;

Крок 4. Якщо таких вузлів декілька, то пріоритет віддається вузлу з меншою сталою часу.

#### 3. Результати чисельних експериментів

Ефективність запропонованих модифікацій методу вибору вузлів, що виключаються при використанні Ү- $\Delta$  перетворення, була перевірена на низці прикладів. Так, в таблицях 1 і 2

	Вихілио	Скорочене коло							
	Бихідне	Мод 1	Мол 2	Модифікація З					
	010	тиод. т	тиод.2	Δ=0,5	Δ=0,4	Δ=0,3	Δ=0,25	Δ=0,2	Δ=0,1
Кількість	151	23	22	22	22	23	23	23	23
ByJIIB									
кількість елементів	776	119	115	115	115	125	125	125	119
1 пік, Гц	12 000	12,903	13,926	13,926	13,926	13,922	13,922	13,922	13,922
(похибка, %)	13,900	(7,76)	(0,44)	(0,44)	(0,44)	(0,47)	(0,47)	(0,47)	(0,47)
2 пік, Гц	01 704	91,292	91,316	91,316	91,316	91,296	91,296	91,397	91,439
(похибка, %)	91,794	(0,55)	(0,52)	(0,52)	(0,52)	(0,54)	(0,54)	(0,43)	(0,39)
З пік, Гц	470.00	176,28	176,25	176,25	176,25	176,25	176,25	176,25	176,28
(похибка, %)	170,29	(0,01)	(0,02)	(0,02)	(0,02)	(0,02)	(0,02)	(0,02)	(0,01)
4 пік, Гц	177 11	477,21	477,01	477,01	477,01	477,01	477,01	477,01	477,21
(похибка, %)	477,44	(0,05)	(0,09)	(0,09)	(0,09)	(0,09)	(0,09)	(0,09)	(0,05)
5 пік, Гц	105 51	529,10	528,52	528,52	528,52	528,90	528,90	528,05	528,74
(похибка, %)	495,51	(6,78)	(6,66)	(6,66)	(6,66)	(6,74)	(6,74)	(6,57)	(6,71)
6 пік, Гц (похибка, %)	061.00	920,22	921,13	921,13	921,13	923,89	923,89	914,57	921,91
	001,02	(6,78)	(6,88)	(6,88)	(6,88)	(7,20)	(7,20)	(6,12)	(6,97)
MaxN*	-	1256	776	776	776	776	776	776	776
Час, с	-	0,368	0,164	0,124	0,120	0,112	0,112	0,116	0,128

\* MaxN – максимальна кількість елементів в схемі під час скорочення

	Duvinue	Скорочене коло							
	вихідне	Мод 1	Мод.2	Модифікація З					
	OILON	мод. г		Δ=0,5	Δ=0,4	Δ=0,3	Δ=0,25	Δ=0,2	∆ <b>=</b> 0,1
Кількість вузлів	1883	6	7	6	6	6	6	6	6
Кількість елементів	62826	30	42	30	30	30	30	30	30
1 пік, Гц	191 26	180,93	181,27	180,93	180,93	180,93	180,93	180,93	180,93
(похибка, %)	101,30	(0,24)	(0,05)	(0,24)	(0,24)	(0,24)	(0,24)	(0,24)	(0,24)
4 пік, Гц	2427 7	3223,5	3227,5	3220.3	3219.3	3220,8	3220,9	3221,0	3220,2
(похибка, %)	3427,7	(5,96)	(5,84)	(6,05)	(6,08)	(6,04)	(6,04)	(6,03)	(6,06)
MaxN*	-	735306	128068	127856	128330	128684	126975	127882	125776
Час, с	-	6021	640	404,37	465,569	420,43	452,22	460,448	523,189

Таблиця 2. Результати скорочення (мембрана, т<sub>min</sub> = 5\*10<sup>-5</sup>)

представлені результати скорочення за допомогою модифікацій 1, 2 і 3 еквівалентних схем заміщення закріпленої неоднорідної балки з трьома ступенями свободи [5] та мембрани акселерометра [7] відповідно (напівжирним шрифтом виділено найкращий варіант скорочення). На рис. 3 показано криві зміні кількості елементів у схемі, що скорочується, для схемної макромоделі мембрани для модифікацій 1, 2 та 3.

Приведені дані свідчать про те, що, з точки зору як кількості нових елементів, що утворюються в процесі скорочення вихідного схемного еквіваленту тестових задач, так і часу скорочення, беззаперечну перевагу мають модифікації під номерами 2 і 3.

#### Висновки

На основі аналізу можливих витоків похибок методу Y- $\Delta$  перетворення для побудови схемних макромоделей неелектричних складових MEMC

запропоновані дві модифікації (модифікація 2 та 3) методу вибору вузлів, що скорочуються, які відрізняються від існуючих методикою визначення множини вузлів, що можуть підлягати скороченню на кожному кроці Y- $\Delta$  перетворення та критеріями вибору вузла, що підлягає скороченню, із множини можливих, що забезпечує значне зменшення кількості новостворюваних елементів у процесі Y- $\Delta$  перетворення та не призводить до збільшення похибки.

Експериментально, на прикладах побудови схемних макромоделей механічних вузлів доведено ефективність запропонованих модифікацій методу вибору вузлів, що скорочуються. При цьому, при використанні модифікацій 2 та 3, максимальна кількість елементів в схемі під час скорочення, порівняно з модифікацією 1, зменшується від 2 до 6 разів, а час отримання кінцевого результату – від 2 до 14 разів.



Рис. 3. Залежність кількості елементів схеми від кроку скорочення для мембрани для модифікацій 1, 2 та 3

#### Література

- Ладогубец В.В. Состояние и перспективы развития автоматизированного схемотехнического проектирования / Ладогубец В.В. // Электроника и связь : тематический выпуск «Проблемы электроники». – 2005. – Ч. 1. – С. 121–127.
- Руденко Ю.А. Алгоритм уменьшения размерности RLC цепей / Руденко Ю.А., Ладогубец В.В., Ладогубец А.В. // Электроника и связь. – 2004. - №21. – с. 72-74.
- Ладогубец В.В. Методы макромоделирования МЭМС / Ладогубец В.В., Безносик А.Ю., Крамар А.В., Финогенов А.Д. // Электроника и связь: тематический выпуск «Проблемы электроники». – 2008. – Ч. 1. – С. 244–248.

Ладогубец В.В. Метод формирования схемных реализаций математических моделей неэлектрических объектов / Ладогубец В.В., Чкалов А.В., Безносик А.Ю., Финогенов А.Д. // Моделювання та інформаційні технології. Збірник наукових праць. Випуск 46. – 2008. -С. 114-120.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

- Beznosyk O. Using circuit design software to simulate microelectromechanical components / Beznosyk O., Finogenov O., Ladogubets V., Tchkalov O. // Perspective Technologies and Methods in MEMS Design : IV-th International Conference of Young Scientists MEMSTECH'2008, 21-24 May 2008, Lviv-Polyana, Ukraine: proc. – Lviv : Publishing House Vezha & Co, 2008. – P. 130–133.
- Безносик О.Ю. Зменшення неоднозначності алгоритму скорочення розмірності RLC-схем / Безносик О.Ю., Кот Д.М. // Вісник НТУУ «КПІ». Інформатика, управління та обчислювальна техніка: Зб. наук. пр. – К. : ВЕК+, 2009. – № 50. – С. 19–22.
- Петренко А.И. Расчет собственных частот мембранных структур с использованием пакетов схемотехнического проектирования / Петренко А.И., Ладогубец В.В., Безносик А.Ю. [и др.] // Радиоэлектроника. – 2009. – № 7. – С. 19–25.

## Методы и средства обработки сигналов и изображений

УДК 681.03

А.А. Мужайло, К.А. Трапезон, канд. техн. наук

#### Некоторые аспекты улучшения качества стереопроекции

Рассмотрены основные виды стереопроекции изображений. Выявлены и описаны основные технические сложности, которые могут возникнуть на этапах создания стереоизображений при помощи специальных систем. Так, в частности показано, что проблема "двоения" изображения может привести к тому, что зрительный аппарат человека на подсознательном уровне воспринимает стереоизображение, как два разных не связанных между собой изображения. Приведены описание и возможные пути устранения эффекта двоения изображений. На основе проведенного анализа сформулирован алгоритм создания стереоизображения для систем стереопроекции, который практически исключает основные недостатки при создании стереоизображений.

The basic types of stereoprojection of images are considered. Basic technical complications which can arise up on the stages of creation of stereoimages through the special systems are educed and described. So, it is shown in particular, that the problem of "doubling" of image can result in that the visual vehicle of man at subconscious level is perceived by a stereoimage, as a two different unconnected inter se images. Description over and possible ways of removal of effect of doubling of images are brought. On the basis of the conducted analysis the algorithm of creation of stereoimage is formulated for the systems of stereoprojection which practically eliminates basic defects at creation of stereoimages.

**Ключевые слова:** изображение, поляризация, экран, стерео, объем, стереопара, ракурс.

#### Введение

В естественных условиях каждый глаз человека видит пространственный предмет под своим ракурсом и на сетчатке одного глаза возникает изображение предмета, несколько отличное от изображения, возникающего на сетчатке другого глаза. Эти изображения, как известно, отличаются диспаратностью. Вследствие поперечной диспаратности (т.е. сдвигов контуров вдоль линии, соединяющей зрачки глаз) возни-

кает естественный физиологический стереоэффект, благодаря которому человек зрительно может определять взаимное расположение предметов в пространстве, их объёмность, рельеф и некоторые др. внешние признаки. Эта особенность и заложена в основу современных способов создания сепарации, а в последующем и стереопроекции изображений. Применение стереоизображений, их создание и анализ играют важное значение в разных отраслях современной науки и техники. Например, в медицине стереотехнологии позволяют детально увидеть внутренние органы человека и точнее отследить процессы организма, оценить последствия хирургического и лапароскопического вмешательства, а также могут оказать неоценимую помощь в пластической хирургии. В геологии стереовидение дает возможность заглянуть в недра Земли, оценить расположение ценных пород, исследовать шахты и подземные водохранилища.

Техническая составляющая систем по созданию стереоизображений, их качество зачастую оказывается не удовлетворительным, что объясняется как работой проекционных систем, так и рассогласованием в пространстве зрительных анализаторов наблюдателей. Целью данной статьи является рассмотрение основных технических аспектов по созданию качественных стереоскопических изображений, анализ основных дефектов, которые могут возникнуть при проекции стереоизображений на экран.

## Стереопроекция. Восприятие стереопроекции человеком

Основой ощущения трехмерности наблюдаемого объекта или сцены является особое свойство бинокулярного зрения человека. Сосредоточив взгляд на точке внимания, оба глаза видят один и тот же участок пространства, но при этом каждый глаз – со "своей" точки зрения. В результате такого наблюдения в двух ракурсах сетчаточные изображения левого и правого глаз незначительно, но все же отличаются друг от друга. Мозг суммируя и обрабатывая информацию поступающую от двух сетчаток, создает качественно новую категорию впечатления - пространственное ощущение, образно выражаясь, ощущение "воздуха" в наблюдаемом пространстве, которое называется стереопсисом. Чтобы искусственно создать аналогичный эффект восприятия средствами фотографии или кино, необходимо обеспечить раздельное (сепарированное) видение каждым глазом только одного, предназначенного именно ему изображения стереопары: левому глазу изображение объекта, зафиксированное с левой точки съемки, правому – с правой. Раздельное, гаплоскопическое предъявление и наблюдение стереопары, является основным условием возникновения стереопсиса. Так, например, раздельное наблюдение даже двух абсолютно идентичных изображений (одноракурсные) дает ощущение некой "воздушности" картинки, похожее на впечатление стереопсиса. Это явление иногда используется при изготовлении комбинированных кадров в стереофильмах, или в системах так называемого псевдостереокино.

Анализ исторического развития стереокино показывает, что решения вопросов показа и наблюдения стереоизображения, гораздо более сложны, нежели сама задача регистрации стереоскопического изображения на кинопленке, и самая главная проблема, от решения которой зависит успех развития стереокино – это проблема сепарации – обеспечение раздельного наблюдения изображений стереопары. По принципу решения проблемы сепарации все системы стереокино делятся на две категории – очковые и безочковые, каждая из которых, в свою очередь, разделяется на виды по типу применяемых оптических устройств.

К очковой категории, которая получила такое название по основному принципу – применение инструмента сепарации непосредственно перед глазами зрителя (очки, лорнеты, шлемы), относятся три основных вида – анаглифный, поляроидный и эклипсный.

Анаглифный метод сепарации основан на фильтрации световых потоков проекционных лучей по принципу поглощения взаимоисключающих цветов, например, синий - красный. Это технология основана на использовании специальных очков, одно стекло у которых окрашено в красный цвет, а другое – в синий. Картинка представляет собой два изображения стереопары, наложенные друг на друга, одно из которых окрашено в красный цвет, а другое – в сине-зеленый. В очках каждый глаз увидит только свою картинку, т.к. синий светофильтр не пропустит любые оттенки красного изображения, а красный — оттенки сине-зелёного. Мозг складывает два этих изображения, получая одну объёмную картинку. Несомненным плюсом данного способа является его простота, а недостатками — частичная потеря цветовой информации и быстрая утомляемость глаз.

Поляроидный метод основан на фильтрации световых потоков соответственно по взаимоисключающим направлениям линейной поляризации левого и правого проекционных лучей [1].

Эклипсный метод или по-другому обтюраторный метод основан на поочередной проекции правого и левого изображений при одновременном перекрытии света этих изображений - соответственно - перед левым и правым глазами при наблюдении. Перекрытия должны осуществляться синхронно и синхронизированы по фазам, чтобы каждый глаз видел только предназначенное для него изображение. При данном способе изображения для правого и левого глаза подаются на экран попеременно, а специальные затворные очки также попеременно закрывают то левый, то правый глаз. Смена кадров осуществляется достаточно быстро, и, благодаря инерционности зрения, практически незаметна для человеческого глаза. Синхронизация очков с экраном при этом осуществляется через кабель или ИК-порт. Данный способ применим только на устройствах с достаточно большой частотой смены кадров, ведь чтобы обеспечить комфортные для человека 60 Гц, необходимо чтобы устройство могло работать как минимум с удвоенной частотой, т.е. не менее 120 Гц.

Принципиальным отличием другой категории – безочковой является отказ от применения каких-либо вспомогательных приборов непосредственно перед глазами зрителей. Поэтому такая система называется автостереоскопической. Раздельное наблюдение изображений стереопары в такой системе происходит благодаря применению растра – гораздо более сложного инструмента сепарации, а потому и более сложного в понимании принципа сепарирования. Недостатки данной системы рассмотрим ниже.

Стереопроекция – проекция кино-, диа-, видео- или иных изображений стереопары с совмещением их на экране и сепарированным предъявлением, что позволяет наблюдать единое стереоизображение.

#### Способы создания стереизображений

Стереоскопическое изображение возникает при одновременном наблюдении одного и того

же объекта из двух точек, расположенных на расстоянии друг от друга.

Различают среди других видов следующие виды стереопроекции:

 Стереопроекция двухобъективная – вид стереопроекции, при котором для проекции стереопары используется стереообъектив, либо пара проекционных объективов. При безочковой стереопроекции пара объективов используется в сочетании с призменной или зеркальной базисной насадкой [1].

Другими словами, возможны два способа получения стереоскопических изображений, основанные на пассивной и активной стереопроекции. При пассивной стереопроекции используются очки с поляризационными стеклами, каждое из которых пропускает световой поток с определенной плоскостью поляризации. При этом для проецирования на экран используются два проектора (рис.1) с поляризационными фильтрами, каждый из которых проецирует изображение, предназначенное для определенного глаза, имеющее ту же плоскость поляризации, что и фильтр в очках. Таким образом, каждый глаз видит предназначенное только ему изображение, что позволяет добиться стереоэффекта. Плюс такого решения заключается в том, что поляризационные очки достаточно дешевы, а минус в том, что для проецирования требуется специальный экран, сохраняющий поляризацию отраженного светового потока.



Рис. 1. Пассивная стереопроекция

Активная стереопроекция использует очки со встроенным жидко-кристаллическим затвором, попеременно закрывающим световой поток то к одному, то к другому глазу. Инфракрасные излучатели посылают информацию очкам для синхронизации с проектором, попеременно выводящим кадры для левого и правого глаза. При этом частота кадров воспринимаемого изображения будет в два раза ниже, чем исходная частота кадров проектора, поэтому требуется специализированный проектор, способный выводить изображение с частотой более 100Гц. Такой способ более сложен, чем пассивная стереопроекция, так как требует точной синхронизации проектора и затворов очков, но зато может быть применен на проекционном экране любого типа.

2) Однообъективная стереопроекция.

В современном цифровом кинематографе стереоизображение может формироваться одним проектором за счет чередования левых (L) и правых (R) кадров стереопары, созданных ранее двумя кино- теле- или видеокамерами с частотой съемки, например, 24 Гц. В этом случае применяется эклипсный метод. Чтобы избежать мерцания, кадры проецируют в режиме «тройная вспышка» (triple flash) с повторением и перемежением в последовательности: L11 R11 L12 R12 L13 R13 L21 R21 L22 R22 L23 R23 и т.д., за счет чего частота передачи левых и правых кадров повышается до 144 Гц. Мерцание изображения [3] при этом полностью подавляется, поскольку частота слияния мельканий находится в диапазоне 100...120 Гц. Перемежение приводит к временному рассовмещению левых и правых кадров на период частоты 144 Гц, т.е. на 6,94 мс, однако это практически незаметно.

В более простых проекторах используется режим «двойная вспышка» (double flash) и другая последовательность: L11 R11 L12 R12 L21 R21 L22 R22 и т.д. В этом случае частота повторения кадров 96 Гц не исключает появления мерцания изображения большой яркости, а временное рассовмещение левых и правых кадров стереопары значительно больше (1/96 = 10,42 мс).

3) Автостереоскопия (безочковая бинокулярная стереоскопия) – воспроизведение стереоизображений без каких-либо располагаемых перед глазами наблюдателя сепарирующих приспособлений. Автостереоскопические устройства отображения не требуют использования очков. При этом качество стереоскопии у них не очень хорошее [2]. Это объясняется тем, что при удалении от экрана изображение становится плоским. Пример такой технологии можно увидеть в 3D -открытках.

#### Технические проблемы формирования стереоизображений

Техническая проблема как двоение изображения (ghosting) может возникнуть вследствие попадания светового потока, предназначенного для левого глаза, в правый, и наоборот. Если паразитные потоки достаточно интенсивны, зрительный аппарат человека затрудняется определить их принадлежность, что мешает формированию стереоизображения. Такой дефект возможен в анаглифных системах так и в поляроидных.

Идея системы подавления двоения (ghost buster) заключается в формировании компенсирующего изображения той же интенсивности, но с обратным знаком, и сложении его с искаженным основным изображением. В обычной жизни оба глаза регистрируют объекты с одинаковой яркостью, цветовым балансом и динамикой, т.е. для них характерна симметрия. Однако в системах с анаглифными очками симметрия нарушается, поскольку левый глаз фиксирует красное изображение, а правый — синее. Цветовая асимметрия отрицательно сказывается на способности зрительного аппарата реконструировать стереоскопическое изображение.

Если же используется поляризационный метод [4], то возможен следующий алгоритм действий (рис. 2), а именно перед объективом проектора необходимо установить небольшой специальный переключаемый фильтр прямоугольной формы, который чередует левокруговую поляризацию для левого глаза и право-круговую поляризацию для правого глаза. Аналогичная поляризация должна использоваться в пассивных очках. Достоинство круговой поляризации в том, что при небольшом наклоне головы зритель не теряет ощущения стереоэффекта, поскольку кроссизображения остаются малозаметными.



Рис. 2. Алгоритм создания стереоизображения на основе поляризационного метода

Изображения стереопары, записанные на двухканальном сервере, предварительно обрабатываются в блоке подавления двоения изображения. Чередование левого и правого изображений стереопары в режиме «тройная вспышка» производится в сервере. Для показа может использоваться алюминированный экран последнего поколения.

#### Выводы

На основе особенностей восприятия зрительным анализатором человека изображений, описаны различные методы получения эффекта стереопса, который позволяет более точно и раскрыты проблемы сепарации. Раскрыты основные методы сепарации. Раскрыты сложности при их реализации. Анаглифный метод наименее перспективный, так как он в наибольшей степени приводит к утомлению глаз, к головной боли и к психическим расстройствам.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» Рассмотрены технические проблемы формирования стереоизображений для целей цифрового кинематографа. Как путь решения указанных проблем, предлагается алгоритм создания и регистрации стереоскопических изображений.

#### Литература

- 1. *Рожков С.Н.* Особенности восприятия стереоизображения в кинозале // Мир техники кино.– 2008.– №10.– С.10-15.
- 2. *Мухин И.А.* Автостереоскопические дисплеи // Broadcasting. Телевидение и радиовещание.– 2004.– №7.–С.79-81.
- Башков Е.А., Авксентьева О.А. Генератор отрезков прямых повышенной производительности для трехмерных дисплеев // Наукові праці ДонНТУ. Серія "Інформатика, кібернетика та обчислювальна техніка".– 2010. – №11. – С.100-105.
- Прядко А., Рудченко Н. Технологии стереовизуализации // ТВ технологии.- 2009.-№3.- С.3-16.

#### УДК 681.3

С.С. Куденчук, Ю.В. Хохлов, канд. техн. наук

# Алгоритми роботи систем збору та обробки температурних показників

Разработан алгоритм передачи данных и работы программного обеспечения, предназначенная для сбора и обработки температурных показателей отдаленных объектов. Особенностью системы сбора и ПО является хранение дополнительной информации о виде транспорта, склада и время пребывания продукции в них.

Algorithm temperature data transmission from for remote objects is developed. Acquisition system and its software provide additional information about type of transport, name and type of warehouse, time of keeping products in it.

Ключевые слова: центр сбора данных, puдер, отдаленный терминал, протокол передачи данных, алгоритм работы.

#### Вступ

Системи збору та обробки температурних показників є телеметричними системами, що призначені для отримання, перетворення, зберігання, передачі, обробки та відображення температурної інформації із віддалених об'єктів, де присутність спостерігача ускладнена або неможлива [1]. Однією з актуальних проблем систем збору та обробки температурних показників є розробка ефективних алгоритмів роботи, зокрема алгоритмів передачі даних. Алгоритм роботи системи визначається її структурою та необхідною функціональністю. Прикладом пристроїв контролю температури є «термохрон» що випускаються фірмою Dallas DS1921, Semiconductor [2]. Пристрій «термохрон» вимірює температуру через встановлені проміжки часу і зберігає отриману інформацію в енергонезалежній пам'яті. Завдяки малим розмірам та герметичності «термохрон» може поміщатися в упаковку із продукцією або в самий продукт. Пристрої «термохрон» не мають власних засобів індикації та керування. Тому зняття інформації, накопиченої пристроями, а також зміна налаштувань пристрою здійснюється спеціальними засобами підтримки по протоколу 1-Wire. Засоби підтримки можуть бути реалізовані на базі звичайного персонального комп'ютера, або компактного кишенькового комп'ютера, або ж спеціалізованими переносними мікропроцесорними приладами. Більш зручним пристроєм, ніж «термохрон», є автономний темпе-

ратурний сенсор «YSens» фірми Yulberg Solutions [3]. Даний пристрій відрізняється від «термохрона» наявністю радіоінтерфейсу з радіусом дії до 50-ти сантиметрів, що дозволяє зчитувати накопичені дані або змінювати режим роботи не виймаючи сенсор із коробки з продукцією, а контакти приладу захищені від корозії. Також даний пристрій має більший об`єм пам`яті у порівнянні з «термохроном», що дозволяє накопичувати дані проотягом більшого часу. Пристрої, інформацію від яких можна одержувати по провідному і безпровідному інтерфейсу надають можливість побудови на їхній базі провідних і безпровідних систем моніторингу. Такі системи необхідні для забезпечення режимів відповідального зберігання, коли існує проблема оперативного дистанційного попередження про аварійну ситуацію. Реєстратори такої системи виконують дві функції: стандартну накопичення даних про контрольовані ними величини, і додаткову - негайну сигналізацію про позаштатну ситуацію. Іноді доцільним може виявитися підключення системи реєстраторів безпосередньо до мережі Ethernet, навіть без проміжного комп'ютера. Якщо ж це неможливо, варто застосовувати бездротові GSM/GPRSшлюзи. Прикладом такого GSM/GPRS-шлюзу може служити пристрій MLGW06, який спроектований таким чином, щоб не тільки передавати оперативні повідомлення про екстраординарні ситуації, але й транслювати на комп'ютерну станцію всі зареєстровані ним дані. В сучасних системах контролю здійснюється моніторинг температури окремо в різних видах транспорту та окремо на складах, але відсутня інформація про вид транспорту або складу та час перебування продукції в них. Окрім того, що також важливо, в багатьох випадках відсутня інформація про температурний режим в проміжках часу, коли продукція знаходиться поза межами транспорту або складу. Окремі пристрої ( «термохрон», «YSens») забезпечують контроль температури самої продукції, незалежно від місця знаходження, але відсутня можливість негайного оповіщення про вихід температури за визначені межі. Таким чином, основною задачею даної роботи є розробка алгоритму роботи системи, яка б забезпечувала:

контроль температури продукції, незалежно

від її місця розташування;

- контроль часу та місця знаходження продукції;
- можливість негайного попередження про вихід температури за допустимі межі.

#### 1. Протокол передачі даних

Структурна схема системи, яка дозволяє архівувати та отримувати інформацію про температуру в режимі реального часу, час та вид транспорту або складу, в якому знаходиться продукція, наведено на рис. 1. Дана система збору та обробки температурних показників



Рис. 1. Структурна схема системи збору та обробки температурних показників

складається із віддалених терміналів (ВТ), стаціонарних та мобільних пристроїв зчитування (надалі «рідерів») та центру збору даних (ЦЗД). До ЦЗД, з допомогою певної комунікаційної системи (Інтернет, GPRS та ін.), підключено т рідерів. До кожного з рідерів по радіоінтерфейсу може бути підключена різна кількість ВТ. Розглянемо протокол передачі даних між ВТ і рідером та алгоритм роботи системи. Передача даних між BT і рідером здійснюється з допомогою часового розділення радіоканалу зв'язку. Загальна структура часових кадрів показана на рис. 2. Один цикл передачі даних від всіх ВТ до рідера здійснюється одним мультикадром (рис. 2, а), який складається із змінної кількості

кадрів N<sub>F</sub>. Кадр складається із пакету синхронізації рідера (ПСР) тривалістю *т*<sub>SPR</sub> (рис. 2, б) та сталої кількості таймслотів N<sub>T</sub> тривалості т. Таймслот складається із пакету ВТ (рис. 2, в) та пакету підтвердження та синхронізації рідера (ППСР) тривалістю *т*<sub>АSPR</sub> (рис. 2, *г*). Кожному ВТ для передачі даних виділяється один таймслот з номером  $n_{\tau}$  в кадрі з номером  $n_{\kappa}$  кожного мультикадру. Спочатку, при ввімкненні системи, всі таймслоти вільні, тобто в них відсутні пакети ВТ. При цьому мультикадр складається із одного кадру. ВТ, що з`являються у зоні дії рідера, реєструють час та серійний номер рідера і очікують появи ПСР. Із ПСР ВТ зчитують максимальний серійний номер ВТ для спроби підключення у даному кадрі і номер першого вільного таймслоту. Потім всі ВТ, що мають серійний номер не більший, ніж зазначений у ПСР, вибирають випадковим чином один із номерів вільних таймслотів для передавання даних. Якщо передавання даних обраним таймслотом успішне, то рідер в ППСР передає віддаленому терміналу номер першого вільного таймслоту  $n_T$  та номер кадру  $n_K$  наступного мультикадру для передавання даних, тим самим забезпечуючи послідовне заповнення таймслотів. Всі інші ВТ, що не підключилися до рідера, повторюють процедуру підключення спочатку. Рідер, в залежності від співвідношення кількості вільних та помилкових таймслотів поточного кадру, визначає максимальний серійний номер ВТ для підключення в наступному кадрі. В кожному кадрі обов язково залишаються вільними останні N<sub>min</sub> таймслотів для забезпечення можливості рівномірного підключення нових ВТ. Коли закінчуються таймслоти для підключення нових ВТ, то рідер створює для них новий кадр у мультикадрі. В залежності від кількості підключених BT N<sub>RT</sub>,



Рис. 2. Структура часових кадрів: а – мультикадру, б – ПСР, в – пакет ВТ, пакет ППСР

кількість кадрів у мультикадрі визначається наступним чином:  $N_F = [N_{RT} / (N_T - N_{min})] + 1$ . Тоді мультикадру тривалість  $N_{MF} = N_F \cdot T_F$ . Тривалість кадру  $T_F = \tau_{SPR} + N_T \cdot \tau$ . При виведенні BT із зони дії рідера, BT фіксує час виведення. Рідер у відповідному таймслоті не отримує даних від BT і також фіксує момент часу виведення ВТ із зони дії. В ППСР міститься також номер поточного таймслоту та кадру для забезпечення синхронізації ВТ. Для регулювання кількості ВТ, що спробують підключитися до рідера, замість максимального серійного номеру можна вказувати ймовірність спроби підключення до рідера в наступному кадрі. Таким чином рідер може змінювати кількість непідключених ВТ, що спробують підключитися в наступному кадрі.

#### 2. Алгоритм роботи систем збору та обробки температурних показників

Алгоритм головної програми та підпрограм переривання таймера передавання даних (ПД) і таймера вимірювань (В) ВТ показані на рис. 3 а), б) та в) відповідно. В головній програмі здійснюється ініціалізація таймерів та перехід у «сплячий» режим. Таймер передавання даних генерує переривання для встановлення зв`язку

та передавання даних на рідер. Тому таймер передавання даних програмується на затримку меншу, ніж тривалість кадру, наприклад  $0,9 \cdot T_{\kappa}$ . Це необхідно для усунення впливу різниці між тактовими частотами рідера та ВТ, і відповідно синхронізації ВТ з рідером за допомогою ППСР або ПСР. Таким чином усувається можливість пропущення ВТ свого таймслоту для передавання даних. Таймер вимірювань генерує переривання для вимірювання та зберігання температурних даних в енергонезалежній пам`яті. Тому він програмується на період вимірювання температури. Після програмування таймерів вони вмикаються. Далі, у головному циклі програми, здійснюється переведення ВТ у «сплячий» режим для економії енергії автономного джерела живлення. Вихід із «сплячого» режиму здійснюється перериванням таймерів передавання даних та вимірювань. Розглянемо алгоритм роботи підпрограми переривання таймера передавання даних (рис. 3. б). Спочатку перевіряється, чи розташований ВТ у зоні дії рідера. Якщо ні, то перевіряється чи був ВТ розташований у зоні дії рідера раніше. Якщо був, ВТ фіксує час виходу із зони дії рідера і підпрограма переривання завершується. Якщо ВТ раніше не був у зоні дії рідера, то підпрограма переривання, нічого не фіксуючи,



Рис. 3. Алгоритм роботи ВТ: а – головної програми; б – підпрограми переривання таймера передавання даних; в - підпрограми переривання таймера вимірювань

завершується. Якщо ж ВТ знаходиться у зоні дії рідера, то перевіряється, чи знаходився він у зоні дії раніше. Коли це не так, ВТ фіксує серійний номер рідера та час появи у зоні його дії. Далі здійснюється процедура підключення рідера, яка складається із отримання ПСР і визначення дозволу на спробу підключення по власному серійному номеру і номеру із ПСР. Якщо спробу підключення не дозволено, здійснюється синхронізація таймера передавання даних із ПСР і підпрограма переривання завершується. Якщо спроба підключення дозволена, випадковим чином вибирається номер таймслоту із діапазону вільних. Далі програма виконується так, ніби ВТ підключений до рідера. Якщо ВТ зараз і раніше знаходився у зоні дії рідера, перевіряється, чи ВТ підключений до рідера. Якщо ні, виконується процедура підключення ВТ, що була описана вище. Якщо ВТ підключений до

рідера, очікується початок таймслоту для передавання даних, а потім надсилається пакет із даними. Далі отримується ППСР і перевіряється успішність передавання даних. Якщо передавання даних було помилковим, здійснюється синхронізація таймера передавання даних із ПСР і виконання підпрограми завершується. Якщо дані передані успішно, із отриманого ППСР зчитується номер таймслоту та кадру наступного мультикадру для передавання даних. Потім здійснюється синхронізація таймера передавання даних із зазначеним таймслотом, і виконання підпрограми переривання завершується. Алгоритм роботи головної програми рідера та алгоритм підпрограми переривання таймера формування ПСР та ППСР показано на рис. 4, а та б відповідно. Із рис. 4, а видно, що спочатку здійснюється ініціалізація пристроїв та змінних. потім надсилається





початковий ПСР і вмикається таймер. Далі у головному циклі програми очікуються та виконуються команди ЦЗД. Підпрограма переривання таймера формування ПСР та ППСР викликається один раз в кожному таймслоті. Спочатку вимикається та обнулюється таймер. Потім перевіряється, чи було отримано коректні дані. Якщо отримані дані коректні, перевіряється, чи вільний поточний таймслот. Якщо так – на зв`язок вийшов новий ВТ, тому далі реєструється серійний номер ВТ та час його виходу на зв`язок. Якщо поточний таймслот і раніше був зайнятий, то попередня процедура пропускається. Потім зберігаються отримані дані від ВТ, визначається номер першого вільного таймслоту і кадру наступного мультикадру. Далі формується і надсилається ППСР із підтвердженням коректності передавання даних і номерами кадру та таймслоту для передавання даних у наступному мультикадрі. Потім перевіряється, чи це був останній таймслот у кадрі. Якщо це так, то перед ввімкненням таймеру на затримку  $\tau - \tau_{ASPR}$  та виходом із підпрограми переривання таймера формується та висилається ПСР. Якщо отримані дані не коректні, формується і відсилається ППСР, який не підтверджує отримання даних.

#### Висновки

Запропонований протокол передавання даних для системи збору та обробки температурних показників, який має наступні переваги перед існуючими:

- контроль температури продукції, незалежно від місця її розташування;
- можливість автоматичного підключення віддалених терміналів до рідера;
- стійкість системи до різниці тактових частот окремих пристроїв та зменшення ймовірності появи колізій завдяки синхронізації;

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

- більша швидкість передавання даних завдяки рівномірному розподілу радіоканалу між віддаленими терміналами;
- можливість ефективного використання енергозберігаючих режимів завдяки тому, що ВТ «знає» номер таймслоту та кадру для передавання даних.

#### Література

- Назаров А.В., Козырев Г.И., Шитов И.В., Обрученков В.П., Древин А.В., Краскин В.Б., Кудряков С.Г., Петров А.И., Соколов С.М., Якимов В.Л., Лоскутов А.И., «Современная телеметрия в теории и на практике» СПБ.:Наука и Техника, 2007.-672 с.
- 2. <u>http://www.elin.ru</u> Научно-техническая лаборатория «Электронные инструменты»
- 3. <u>http://yulberg.com</u> Температурні сенсори

#### УДК 004.394

О.Н. Ладошко, А.Н. Продеус, канд. техн. наук

#### Разметка спонтанной украинской речи

Представлена классификационная схема особенностей спонтанной украинской речи. Разработана расширенная система разметки таких особенностей. Представлены технология и алгоритмы автоматизированного поиска нарушений спонтанной речи.

The classification scheme of particularities Ukrainian spontaneous speech features is represented. Extended annotation scheme of the features was developed. Technology and algorithms of automated search of spontaneous speech disfluencies are represented.

Ключевые слова: разметка, особенности спонтанной речи, создание речевого корпуса.

#### Введение

Изучению и моделированию особенностей, отличающих подготовленную устную речь от неподготовленной, а также речевым сбоям в спонтанной речи посвящено значительное количество трудов международных конференций и семинаров [1, 2, 3]. В странах СНГ исследованием нарушений спонтанной речи (речевых сбоев) занимались преимущественно лингвисты [4, 5, 6], а детальному изучению структуры элементов спонтанной русской речи для их моделирования в системах автоматического распознавания и синтеза речи по тексту посвящено лишь несколько работ [7, 8].

Украинскими исследователями в последнее время ведутся работы по созданию системы автоматического распознавания спонтанной украинской речи (АРСУР) [9]. Заметим, что под спонтанной речью понимается разговорная речь во всех её степенях подготовленности. Экспериментальные исследования свидетельствуют, что надёжность распознавания спонтанной речи, с учетом зависимости частот встречаемости слов и использования биграммной модели языка, даёт незначительное увеличение надёжности распознавания при увеличении размера словаря (для семи частотных словарей из работы [9] надёжность повышается в среднем на 1,07%). Для улучшения надёжности распознавания в работе [9] предложено вводить модифицированные индивидуальные транскрипции. Подобные транскрипции, рассмотренные в [7] и именуемые альтернативными транскрипциями, предназначены для устранения несоответствия между наблюдаемым произношением и принятыми фонетическими транскрипциями.

Однако введение модифицированных транскрипций для выделенных групп диктор- ов [9] также привело к незначительному повышению надежности распознавания (в среднем на 0,92% по выборке из таблицы 7, 0,78% для всех выборок работы [9] и на 0,47% отдельно для каждого диктора), а в некоторых случаях было обнаружено, что надёжность АРСУР даже может ухудшиться.

К сожалению, для накопленных в библиотеках звуковых и текстовых материалов украинской речи [9] до настоящего момента была реализована лишь разметка звуковых фрагментов в соответствии с текстовым сопровождением, что не позволяет изучать и моделировать элементы спонтанной украинской речи. По нашему мнению, решению проблемы повышения качества системы АРСУР [9] может существенно помочь введение специальной системы разметки, которая позволила бы отделить «чистую» речь от особенностей спонтанной речи [10, 11].

Цель данной работы состоит в дальнейшем развитии системы разметки спонтанной украинской речи, предложенной в [10,11].

#### 1. Создание речевого корпуса

Работа по созданию аннотированного корпуса "живой" украинской речи проводилась авторами с конца 2009 года. В дальнейших исследованиях были выявлены и статистически исследованы особенности спонтанной речи дикторов и влияние основной особенности спонтанной речи – *речевых сбоев* [10, 11] – на АРСУР. Эти исследования позволили повысить надежность АРСУР на 1...8%, в зависимости от детализации производимой разметки [10]. В работах [10, 11], были представлены только основные определения выявляемых нарушений речи (речевых сбоев) и их примеры.

#### 2. Методика подготовки речевого корпуса

#### 2.1 Анализируемые материалы и программное обеспечение

Для исследований использовались стенограммы заседаний Верховной Рады Украины. Общая длительность анализируемых звукозаписей составила около 20 часов, количество различных дикторов - 203. В таблице 1 приведены оценки количественных характеристик анализируемых материалов.

Заметим, что анализируемым материалам свойственны такие особенности как темповая неоднородность, усиление редукции (частое изменение звуков, состоящее в утрате полноты их звучания), достаточно высокое качество за

писи (каждое место оснащено микрофоном).

Тексты стенограмм были представлены в виде предварительно сегментированного на фразы текста в соответствии со звуковым сопровождением [9].

Автоматизация аннотирования *текста стенограммы* осуществлялась с помощью специальной программы тестирования [9], графический интерфейс которой показан на рис. 1.



Рис. 1. Графический интерфейс программы тестирования украинской речи

Nº	Имя файла	Кол-во	Кол-во	Кол-во	Общее кол.	Общее	Общее
п/п		сегмен-	слов,	сегментов	дикторов,	время, с	кол.
		тов, шт.	ШТ.	с нарушения-	число		наруше-
				ми, шт.			ний, шт.
1	2002_09_26	1775	8223	490	52	3809	494
2	2002_10_08	3087	14109	743	43	6619	758
3	2002_10_16	3640	15343	812	47	6899	824
4	2002_10_18	3188	13219	562	43	5873	569
5	2002_10_22	6129	20641	893	57	9947	906
6	2002_10_23	3494	14482	606	45	6631	608
7	2002_10_24	2889	15512	926	54	6686	944
8	2002_10_25	4575	15967	794	53	7480	806
9	2002_11_12	3624	13750	651	46	6797	672
10	2002_11_19	2982	11786	472	42	5355	473
11	2002_11_20	3623	13506	619	40	6268	622
Сум.		39006	156538	7568	522	72364	7676

#### 2.2 Аннотирование речевого корпуса

В ходе обработки корпусов спонтанной речи мы неизбежно сталкиваемся со "свободой" и вариативностью произношения каждого человека [4, 7, 10]. Именно вольность формирования спонтанной речи является первопричиной необходимости введения этапа предварительной подготовки «сырых» речевых данных для системы АРСУР.

В таблице 2 приведен перечень нарушений речи, выявляемых на этапе предварительной обработки спонтанной речи. Информация, о частотном составе всех выявленных нарушений речи, представлена в последнем столбце этой таблицы.

Прежде всего, выявлялись звуки, производимые самим диктором (дыхание, кашель), которые выполняют вспомогательную функцию пауз в процессе речеобразования. Другими выявляемыми паузами, влияющими на вариативность речевого сигнала, были: заполненные или вокализованные паузы (воспроизводимые с участием голоса диктора); растягивания звуков (не по правилам их произношения под ударением), выполняющие функцию своеобразных заполнителей промежутков речи.

Кроме того, негативное влияние на систему АРСУР оказывают: *незаконченные слова* (редуцированные и нередуцированные обрывы без самоисправлений, фальстарты, различного рода коррекции); *непреднамеренные повторы слов*, повторы со вставкой; различной степени *редукции словоформ* [10, 11].

Кроме вышеперечисленных явлений, в речи политиков наблюдается одновременное употребление слов на нескольких языках - так называемый *суржик*. Сложность распознавания суржика заключается в отсутствии норм и правил, согласно которым слова можно отнести к украинскому или русскому языку. Исследования также свидетельствуют о сложности распознавания *аббревиатур*. Для устранения этой проблемы необходимо создавать и постоянно пополнять дополнительные словари всех *слов-аббревиатур*.

К нарушениям речи диктора отнесена также речь людей, находящихся недалеко от микрофона диктора, а также все фрагменты речи, записанные с малым уровнем.

Еще одной проблемой является вычленение понятия *предложения* в тексте спонтанной речи. Замечено, что использование подготовленного речевого материала с неверно определенными границами сегментов может привести к ухудшению работы системы АРСУР. Аналогичные особенности были обнаружены и в начальных позициях исследуемых сегментов. Следует учесть, что степень неоднозначности сегментирования речевого потока может возрасти по мере возрастания степени неофициальности общения.

Как показали исследования, присутствие в спонтанной речи речевых сбоев может стать дополнительным источником информации для решения проблемы сегментации речевого потока. К таким сбоям относятся: артефакты речи (например, цоканье и причмокивание языком); дискурсивные слова (например, рус. язык: «ну», «ага», «угу», «да», «но», «что»; укр. язык: «що», «коли», «ну», «але»). Поскольку речевые сбои неразрывно связаны с прерыванием речевого потока либо с изменением его акустических характеристик, можно предположить, что задача предварительной сегментации речевого сигнала сводиться к задаче обнаружения речевых сбоев. Например, в ряде случаев решение задачи сегментации речевого потока сводиться к построению детектора явлений, а именно детектора речевых сбоев.

Nº	Особенность	Символьное обозна- чение (шаблон)	Примеры явлений в текстах стенограмм	Кол-во, шт.
1	заполненные паузы	(a), (e), (є), (y), (о), (м), (н), (и), (i), (я)	[передбачені (е) вами] [окремих суб'єктів (а) цих операцій]	1077
2	растягивания звуков, откашливания, приды- хания	(xe), (ie), (ee), (oa), (мм),(кг), (кх), (ay), (ae), (ен) (ме)	[Прошу (оа)] [(хе) то можна (хе)] [таким же чином (ме)]	433
3	слабая редукция	(слабо редуцирован- ное слово)	[(вучені) Президенту України] [умовно (качи), Адміністрації]	1093

Таблица 2. Перечень особенностей и система их аннотации

Nº	Особенность	Символьное обозна- чение (шаблон)	Примеры явлений в текстах стенограмм	Кол-во, шт.
4	лишние звуки в конце сегмента	[слово, завершающее сегмент (не)]	[Шановні коллеги (не)] [немає заперечень щодо…]	286
5	лишние звуки в начале сегмента	[(ть) лишний звук по- падающий в сегмент]	[Ви знаєте, що цей па- спорт видається на десять] [(ть) років і може бути продовжений]	47
6	фальстарты или об- молвки	(Шан) Шановні фрагмент следующего слова	[(на) народному колезі] [(Шан) Шановні колле- ги,] [корисно (об) обопіль- но]	126
7	повторы	явно не обозначались	[Прошу уваги, Прошу уваги]	111
8	повторы всех слов и групп слов в сегменте	явно не обозначались	[двадцять <u>один</u> два- дцять <u>один</u> двадцять два тридцять п'ять ]	480
9	редуцированные и не- редуцированные обры- вы без самоисправле- ний	слышимая часть слова (уточнит@)	[деякі питання, які треба (уточнит@)] [Є (потре@) ? Будь ласка.]	163
10	приглушенная речь с низким уровнем и раз- говор на фоне,	~(фрагмент тихой ре- чи)	[я звертаю вашу увагу, ~(да да) що сьогод- ні…]	107
11	коррекция со <u>вставкой</u> (заполн. пауза или лек- сический материал)	&(обрыв) <u>(вставка)</u> са- моисправление	[Для того, щоб (ее) &(більш), <u>(е)</u> меншість диктувала волю біль- шості?]	115
12	онлайн коррекция	^(обрыв) самоисправ- ление	[Тому я ^(споча) поче- ргово поставлю дві]	454
13	повтор со <u>вставкой</u> (заполн. пауза или лек- сический материал)	\$(1-ый повтор) <u>(встав-</u> <u>ка)</u> 2-ой повтор	[\$(слідчу комісію), <u>створити тимчасову</u> слідчу комісію.]	44
14	не вошедшие в сегмент повторы	%(первое повторяе- мое)	[Дякую, Петро (Мико- лайч). %(Шановні кол- леги)]	36
15	мусор – посторонние звуки, в том числе из соседних сегментов	*(лишний элемент)	[шановні народні де- путати *(з)] [з фракції Наша Украї- на, а я хочу нагадати:]	1296
16	сильно редуцирован- ные слова или слово- сочетания	#(сильно редуцируе- мое слово)	[Тому просив би звер- нуть на це увагу і #(ппоувати) #(скон- тилізувати) Верховну Раду.]	159
17	аббревиатуры	!(аббревиатура)	[Української !(РСР),]	289
18	суржик	{суржик}	[робочі місця, в кого {єсь}]	798

100

#### 2.3 Технология аннотирования

Аннотация явлений спонтанной речи состоит в такой разметке звуковых файлов, которая адекватно отображала бы нарушения речи (см. табл. 2), возникающие в реальных условиях речевой коммуникации.

Первичная аннотация явлений производилась вручную одним человеком-экспертом, что позволило сохранить единообразную организацию и стандартный способ представления в них данных. При этом в стенограммы проставлялись символы букв, которые отображали схожие со звучащими явлениями фонемы. Элементы, оказывающие влияние на систему автоматического распознавания речи [9] выделялись круглыми скобками (табл. 2). На данном этапе не осуществлялось разделение явлений на виды (рис. 3 – исходный пункт ветвления классификационного дерева).

На следующем, автоматизированном, этапе обработки спонтанной речи было предложено выделять (классифицировать) нарушения речи с применением специальных правил. Такие правила классификации нарушений речи отображены на рис. З в виде дерева утверждений и фактов наличия нарушений речи. Спускаясь вниз по ветвям классификационного дерева, можно проследить, по каким признакам производилась классификация нарушений спонтанной речи. Автоматизация обнаружения и классификации явлений спонтанной речи не только заметно разгрузила человека-эксперта от рутинной работы, но и позволила существенно сократить время аннотирования.



Является ли слово нарушением речи?

Рис. 2. Классификационное дерево нарушений речи

#### 2.4 Правила автоматического выявления элементов спонтанной речи

Автоматическое обнаружение речевых сбоев начинается с выделения тех элементов речи, которые проще всего отделить от остальных элементов.

Выявление заполненных (вокализованных) пауз в нашем корпусе обеспечивается поиском ограниченного набора символов, состоящего из 10 элементов, по алгоритму:

If word  $\in$  [(a), (e), (c), (y), (o), (M), (H), (U), (i), (R)] then

return "вокализованная пауза"

end if

Выявление *нефонологических* удлинений и слабо редуцированных слов осуществлялось по алгоритму:

If  $(word = 2 \text{ tokens}) \in [(xe), (ie), (ee), (oa), (MM), ...]$ then

return "растягивание" else

return "редукция"

end if

Обнаружение явлений, связанных со случайным попаданием в исследуемый сегмент лишних звуков (участков фонем) из соседних сегментов производилось по следующему алгоритму:

If ([word >=2 tokens]  $\in$  [end of string]) and ([word >=2 tokens] = [2 tokens of next string])

then

return "неверная граница"

else

If (word = 2 tokens)  $\in$  [(xe), (ie), (ee), (oa), (MM), ...]

then

return "растягивание" else

return "редукция"

### end if

end if

Аналогичным образом производилось обнаружение лишних звуков в конце сегмента. Неинформативным элементам этого вида назначался вручную знак «\*» – звездочка.

Правила определения *фальстартов и об*молвок реализованы таким образом:

If getSimilarity(word >=2 token, nextWord>=2 token)

#### then

return "фальстарт и обмолвка "

#### end if

Повторы слов и словосочетаний выявлялись в текущем сегменте. Кроме того, вручную определялись повторы слов, вошедшие в разные сегменты. Для ускорения процесса поиска и исключения пропуска повторов производился дополнительный поиск всех слов, повторяющихся в текущем сегменте речи.

# 2.5. Эффективность расширенной системы разметки

Предварительная проверка эффективности расширенной системы разметки показала, что надежность АРСУР повышается в среднем на 1,25%, с наилучшим показателем 3,5% [10, 11]. При этом было замечено, что повышение надежности существенно зависит от дикторов.

Более тщательная разметка дополнительных материалов, представленных в работах [10, 11], позволила повысить надёжность АРСУР в среднем на 5,3...6,5%, с наилучшим показателем 7,62%.

#### Выводы

В работе произведено исследование звукового и текстового речевого материала заседаний Верховной Рады Украины, в котором общее количество нарушений спонтанной речи составило 4,9% от общего количества слов. Учитывая, что данный материал был предварительно подготовлен, - удалены шумы окружающей обстановки, вырезаны длительные паузы из речи говорящего, - можно утверждать, что число нарушений в спонтанной речи данного вида составляет не менее 5%.

Разработана расширенная система разметки явлений спонтанной украинской речи, необходимая для исследования влияния нарушений спонтанной речи на показатели надёжности системы АРСУР.

Экспериментально доказана правильность предположения о целесообразности разметки речевого материала в два этапа: на первом этапе стенограммы размечаются вручную, а на втором этапе производится автоматическая классификация нарушений спонтанной речи.

Предложены и детально описаны правила поиска нарушений спонтанной речи, необходимые для проведения автоматизированного анализа стенограмм и реализованные в виде специальной компьютерной программы.

Экспериментальные исследования свидетельствуют об эффективности расширенной системы разметки речи: надёжность АРСУР повышается в среднем на 5,3...6,5%.

Произведенный анализ нарушений спонтанной речи свидетельствует, что помимо учета и автоматического обнаружения явлений спонтанной речи, еще одной важной задачей является разработка эффективных алгоритмов поиска границ сегментов спонтанной речи. Новые подходы к решению этой задачи должны облегчать деятельность эксперта и снижать количество ошибок сегментирования.

Полученные в данной работе результаты могут быть в дальнейшем использованы для формирования корпусов украинской речи.

#### Литература

- Zhao Y., Jurafsky D. A preliminary study of Mandarin filled pauses In Proc. of DiSS'05, Disfluency in Spontaneous Speech Workshop. 10–12 September 2005, Aix-en-Provence, France.
- Boula de Mareüil P., Habert B., Bénard F., Adda-Decker M., Barras C., Adda G., Paroubek P. A quantitative study of disfluencies in French broadcast interviews. In Proc. of DiSS'05, Disfluency in Spontaneous Speech Workshop. 10–12 September 2005, Aix-en-Provence, France.
- Moniz H, Trancoso I., Mata A. I. Classification of disfluent phenomena as fluent communicative devices in specific prosodic contexts, In Proc. Interspeech '2009, Brighton, U.K., 6-10 September 2009.
- Подлесская В.И., Кибрик А.А. Самоисправления говорящего и другие типы речевых сбоев как объект аннотирования в корпусах устной речи // Научно-техническая информация. серия 2. 2007. №2. С. 2–23;
- Богданова Н.В. О корпусе текстов живой речи: новые поступления и первые результаты исследования // По материалам ежегодной международной конференции «Диалог» (2009) / Гл. ред. А.Е. Кибрик. М., 2009. С. 35–40.

 Лауринавичюте А.К., Федорова О.В. Влияние паузы хезитации на понимание синтаксической структуры предложения носителями русского языка // По материалам ежегодной международной конференции «Диалог» (2009) / Гл. ред. А.Е. Кибрик. М., 2009. С. 279–283.

- Леонтьева А.Б., Кипяткова И.С. Моделирование нефонемных речевых элементов и создание альтернативных транскрипций для распознавания спонтанной речи // Труды первого междисциплинарного семинара "Анализ разговорной русской речи" АR3 2007. СПИИРАН. Санкт-Петербург. 2007. С. 77–85;
- 8. Лобанов Б.М., Цирульник Л.И. Моделирование внутрисловных И межсловных фонетико-акустических явлений полного и разговорного стилей в системе синтеза речи по тексту «Мультифон» // междисциплинарного Труды первого семинара "Анализ разговорной русской речи" AR3 – 2007. – СПИИРАН. – Санкт-Петербург. - 2007. - C. 57-71;
- Пилипенко В.В., Робейко В.В. Автоматизированный стенограф украинской речи. // Штучний інтелект. – Донецк – № 4. – 2008 р. – С. 768-775;
- 10. Ладошко О.Н., Пилипенко В.В. Аннотация и учет речевых сбоев в задаче автоматического распознавания спонтанной украинской речи // Международная научно-техническая конференция «Искусственный интеллект. Интеллектуальные системы ИИ-2010», Тези доп., Том 1 – Донецк, 2010. – С. 223-227.
- Ладошко О.Н., Пилипенко В.В. Аннотация и учет речевых сбоев в задаче автоматического распознавания спонтанной украинской речи // Штучний інтелект. – Донецк – № 3. – 2010 р. – С. 238-248.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

### Электронные системы

#### УДК 621.3.049

А.Г. Арутюнян, канд. техн. наук

# Электротепловое моделирование теплового поля интегральных схем при размещении элементов

В работе предложен метод моделирования теплового поля кристалла полупроводниковых интегральных схем (ИС), основанный на принципе электротепловой аналогии, рассматривается соответствующая электрическая схема замещения теплообмена ИС, построенная на источниках тока и сопротивлениях. Для реализации метода использован коммерческий программный инструментарий моделирования электронных схем SPICE. Приведена методика применения предложенного метода моделирования при начальном многопараметрическом размещении логических ячеек ИС. Эффективность данного метода разъяснена на тестовом примере моделирования логической схемы. Интегрирование предложенного метода моделирования с инструментариями размещения элементов ИС дает возможность контролировать в процессе проектирования качество размещения элементов с точки зрения теплового режима работы ИС.

A simulation method of a thermal field of a crystal of semiconductor integrated circuits (IC), based on the principle of electrothermal analogy, is proposed. The electric equivalent circuit of heat exchange of IC, constructed on current sources and resistances, is proposed. The commercial software simulation tool of electronic circuits SPICE is applied. The technique of application of the proposed simulation method at initial multiparameter placement of logic cells of IC is discussed. Efficiency of the proposed method is explained on a test example of a logic circuit. Integration of the proposed simulation method with placement tools of IC elements allows controlling the quality of placement of elements from the viewpoint of thermal mode of IC during the design process.

Ключевые слова: интегральная схема, электротепловое моделирование, тепловое поле кристалла, начальное размещение ячеек.

#### Введение

С развитием микроэлектронной технологии и увеличением интеграции ИС выдвигается ряд новых требований к их проектированию, среди

которых, по данным международного указателя полупроводниковой технологии, доминирующими являются потребляемая мощность и быстродействие [1]. Возрастающая потребляемая мощность и рост интеграции ИС ведут к значительному росту удельной рассеиваемой мощности полупроводникового кристалла. В современных ИС рабочие температуры полупроводникового кристалла могут достигать свыше 100°С, а разность температур между различными зонами кристалла - свыше 10-20°С [2]. С учетом того, что надежность ИС в значительной степени зависит от ее рабочей температуры, важной задачей становится разработка таких методов моделирования теплового поля кристалла, которые бы позволяли эффективно оценить значение температурного распределения на поверхности полупроводникового кристалла на этапе проектирования ИС. Это становится особенно актуальным при размещении элементов, поскольку тепловое распределение и тепловая надежность ИС зависят от их оптимального размещения [3].

В настоящее время существуют два подхода для оценки теплового поля ИС. Первый подход основан на методе конечных разностей и подразумевает дискретизацию структуры полупроводникового кристалла, что позволяет свести задачу определения температур ячеек к матричному уравнению [2]. Главные трудности практической реализации такого подхода состоят в громоздкости матричных уравнений, большом объеме аналитических расчетов и в неудобствах интеграции матриц в систему размещения ячеек. Второй подход основан на моделировании тепловой характеристики элементов ИС с помощью соответствующих аналоговых моделей [4]. Недостаток этого подхода заключается в трудности моделирования самого полупроводникового кристалла и корпуса ИС.

В настоящей работе предлагается метод оценки теплового поля кристалла, основанный на электро-тепловом моделировании, в котором в основном устранены вышеупомянутые недостатки. Как известно, процессы в тепловых и электрических полях характеризуются законами Фурье и Ома соответственно [5]. В этом случае существующие в тепловых расчетах понятия, такие как температурный градиент, тепловое сопротивление и потребляемая мощность, соответствуют градиенту потенциала, электрическому сопротивлению и электрическому току в электрических расчетах. Следовательно, температуре [°C], тепловому сопротивлению [°C/Вт] и тепловому потоку [Вт], будут соответствовать электрическое напряжение [В], электрическое сопротивление [Ом] и ток [А].

На основе вышесказанного электротепловую имитационную модель ИС можно представить в виде некоторой электрической схемы, в которой тепловые сопротивления представлены соответствующими резисторами, а выделямые элементами тепловые потоки источниками тока. Тогда напряжения в узлах, соответствующих центрам нагретых зон, будут соответствовать их температурам. В качестве нагретых зон могут фигурировать либо топологические ячейки при регулярной структуре ИС (например, FPGA), либо топологические области нагретых зон, искусственным образом выделенные с помощью ортогональной сетки. В обоих случаях получается регулярная структура нагретых зон, что облегчает построение электрической схемы замещения и позволяет автоматизировать ее синтез. В качестве инструмента моделирования электрической схемы замещения предлагается использовать широко распространенную систему SPICE. Такой подход позволяет целиком автоматизировать процесс электротеплового моделирования ИС и произвести его интеграцию в маршрут начального размещения логических ячеек.

#### 1. Описание метода

Предлагаемый метод электротеплового моделирования основан на построении модели элементарной ячейки или нагретой зоны полупроводникового кристалла, которую можно представить в виде, приведенном на рис. 1.

На рисунке представлена модель некоторой ј-й ячейки и ее взаимосвязи с соседними ячейками. Узлы С<sub>i</sub>, С<sub>j</sub> и С<sub>k</sub> соответствуют топологическим центрам i-й, j-й и k-й ячеек. Мощности iй, j-й и k-й ячеек описываются соответственно источниками тока I<sub>i</sub>, I<sub>j</sub> и I<sub>k</sub>. Резистор R<sub>j</sub> моделирует тепловое сопротивление подложки под j-й ячейкой, резисторы R<sub>ij</sub> и R<sub>jk</sub> моделируют тепловые сопротивления поверхностного активного слоя полупроводниковой структуры j-й ячейки соответственно между i-й и k-й ячейками, резисторы r<sub>ij</sub> и r<sub>jk</sub> аналогичны резисторам R<sub>ij</sub> и R<sub>jk</sub>, но используются для глубины пассивного слоя полупроводниковой подложки. На основе электротепловой модели элементарной ячейки можно построить обобщенную модель для топологии ИС. Например, для тестовой логической схемы с17-iscas85, приведенной на рис. 2, при размещении логических ячеек в линейку, электротепловая модель будет иметь вид, приведенный на рис. 3.



Рис. 1. Электротепловая модель элементарой ячейки



#### Рис. 2. Тестовая схема c17-iscas85

На приведенной электротепловой модели узлы 1,2,...,6 соответствуют последовательности размещения ячеек. Температура окружающей среды не учтена, т.е. предполагается, что температура рассчитывается относительно температуры окружающей среды. С помощью резистора R<sub>корп</sub> смоделировано тепловое сопротивление корпуса ИС.



### Рис. 3. Электротепловая модель линейного размещения элементов тестовой схемы

Как было отмечено выше, предлагаемый подход электротеплового моделирования реализован в системе моделирования SPICE. Поэтому при заданном размещении ячеек необходимо оценить параметры схемы замещения с учетом перевода тепловых параметров в соответствующие электрические величины. Значения сопротивлений всех резисторов R<sub>ij</sub> и r<sub>ij</sub> и R<sub>i</sub> оцениваются с помощью следующей формулы определения теплового сопротивления:

$$R = \frac{d}{\lambda S},$$
 (1)

где d - соответственно либо топологическое расстояние между центрами ячеек при расчете R<sub>ij</sub> и r<sub>ij</sub>, либо толщина полупроводниковой подложки при расчете R<sub>i</sub>; S - площадь теплообмена, которая определяется либо как произведение линейного топологического размера ячейки и высоты её топологической структуры при расчете R<sub>ij</sub>, либо как произведение линейного топологического размера ячейки и толщины полупроводниковой подложки при расчете r<sub>ij</sub>, либо топологической площадью ячейки при расчете R<sub>i</sub>; λ - удельная теплопроводность подложки.

Значения токов Іі оцениваются путем расчета мощностей соответствующих ячеек.

Если топологические размеры ячеек и нагретых зон совпадают, то выделяемая ячейкой мощность оценивается по формуле

$$\mathsf{P} = P_{\partial, \nu \partial} \mathsf{KW} + \mathsf{P}_{\mathsf{CT}} , \qquad (2)$$

где *Р<sub>д.уд</sub>*- удельная динамическая мощность ячейки; К - активность переключения ячейки; W - рабочая частота ячейки; Р<sub>ст</sub> - статическая мощность ячейки.

В технологических библиотеках цифровых стандартных ячеек приводятся значения  $P_{\partial,v\partial}$  и

W, а значение К оценивается на этапе логического синтеза схемы. Что касается статической

мощности, то в библиотеках ячеек обычно приводятся их значения для конкретной температуры (обычно для температуры 25°С). Имея значения Рст для конкретной температуры, а также учитывая слабую зависимость P<sub>∂.v∂</sub> от температуры, можно построить статистическую зависимость Рст от Роли и температуры для конкретной технологии. Например, для технологии 90нм и для диапазона температур  $T = 0 - 100^{\circ}C$  получена приближенная зависимость вида  $P_{ct} \approx 0,01 P_{\partial,v\partial} KWT$ . При моделировании предлагается пошаговое уточнение значения Р<sub>ст</sub> методом последовательных приближений. Практика моделирования показала, что при 3-5 циклах последовательных приближений значения Р стабилизируются, и их отклонения составляют не более 2 %.

Если топологические размеры ячеек и нагретых зон не совпадают, то выделяемая нагретой зоной мощность оценивается по формуле

$$\mathsf{P} = \sum_{i=1}^{m} P_i \frac{S_i \bigcap S_3}{S_3} , \qquad (3)$$

где i = 1...m - множество ячеек, имеющих перекрытие топологической площади с площадью рассматриваемой нагретой зоны; S<sub>3</sub> - топологическая площадь нагретой зоны; S<sub>i</sub>∩S<sub>3</sub> - площадь перекрытия i-й ячейки и нагретой зоны.

Возможный маршрут интеграции предлагаемого метода электротеплового моделирования в процесс начального размещения ячеек ИС приведен на рис.4.



Рис. 4. Маршрут электротеплового моделирование теплового поля интегральных схем при размещении элементов

#### 2. Практический пример

Реализацию предлагаемого подхода электротеплового моделирования рассмотрим на примере линейного размещения ячеек простой тестовой схемы c17-iscas85 (рис. 2). Параметры логических ячеек выбраны из библиотеки стандартных ячеек технологии 90 нм, разработанной в учебном департаменте компании "Синопсис Армения" [6]. Для указанной библиотеки выбраны следующие значения параметров: топологическая ширина логических ячеек тестовой схемы - 2,88 мкм, топологическая длина логических ячеек С1, С3, С5, С6 - 1,92 мкм, а для С2, С4 - 3,2 мкм;  $P_{1\partial,\nu\partial} = P_{3\partial,\nu\partial} = P_{5\partial,\nu\partial} = P_{6\partial,\nu\partial} = 15$  нВт/МГц; *Р*<sub>2∂,*v*∂</sub> = *Р*<sub>4∂,*v*∂</sub> =28 нВт/МГц; W =300 МГц. Применена некоторая входная тестовая последовательность импульсов, что привело к следующим значениям активности переключений ячеек:  $K_1=0,27$ ;  $K_2=0,15$ ;  $K_3=0,26$ ;  $K_4=0,3$ ;  $K_5=0,8$ ; К<sub>6</sub>=0,6. С учетом вышесказанного и формулы (2) получены следующие значения мощностей ячеек для схемы рис. 2: P<sub>1</sub> =1,15\*10<sup>-6</sup>BT;  $P_2 = 1,26*10^{-6}BT; P_3 = 1,17*10^{-6}BT; P_4 = 2,52*10^{-6}BT;$ P<sub>5</sub>=3,6\*10<sup>-6</sup>Вт; P<sub>6</sub>=2,7\*10<sup>-6</sup>Вт. Моделирование произведено для трех случаев линейного размещения ячеек, с применением последовательного алгоритма размещения, описанном в [3]:

а) при учете лишь электрической связанности логических ячеек;

б) при учете лишь равномерности распределения мощности;

в) при совместном учете как электрической связанности, так и равномерности распределения мощности, с одинаковыми весовыми коэффициентами.

Для приведенных вариантов получены следующие последовательности размещения:

a)  $C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow C_3 \rightarrow C_4 \rightarrow C_5 \rightarrow C_6;$ b)  $C_4 \rightarrow C_1 \rightarrow C_6 \rightarrow C_2 \rightarrow C_5 \rightarrow C_3;$ c)  $C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow C_4 \rightarrow C_5 \rightarrow C_6 \rightarrow C_3.$ 

Так как ячейки имеют различные топологиче-

ские длины, используются виртуальные ячейки в виде нагретых зон одинаковых длин. Для удобства длина нагретой зоны выбрана равной высоте ячеек. Для такой структуры шестизвенная схема замещения (см. рис. 3) превратится в аналогичную схему с пятью звеньями. Сила тока для полученных пяти нагретых зон, рассчитанная по вышеприведенной методике и с учетом формулы (3), имеет следующие значения [\*10<sup>-6</sup>A]:

a) l<sub>1</sub>=1,53; l<sub>2</sub>=1,27; l<sub>3</sub>=2,01; l<sub>4</sub>=3,69; l<sub>5</sub>=3,89;
b) l<sub>1</sub>=2,27; l<sub>2</sub>=2,72; l<sub>3</sub>=2,43; l<sub>4</sub>=3,04; l<sub>5</sub>=2,36;
b) l<sub>1</sub>=1,53; l<sub>2</sub>=1,39; l<sub>3</sub>=2,63; l<sub>4</sub>=4,88; l<sub>5</sub>=1,98.

Глубины активного и пассивного слоев полупроводниковой подложки выбраны соответственно 3 и 30 мкм. Удельная теплопроводность кремниевой подложки принята равной 1,4 Вт/см\*град. С учетом сказанного и с учетом формулы (1) получены следующие значения сопротивлений схемы замещения: R<sub>ij</sub>=5\*10<sup>4</sup>OM, r<sub>ij</sub>=0,5\*10<sup>4</sup>OM, R<sub>i</sub>=2\*10<sup>4</sup>OM. Тепловое сопротивление корпуса принято равным R<sub>корп</sub>=1,2\*10<sup>7</sup>OM. Результаты моделирования с помощью SPICE показали следующие значения напряжений в узловых точках [В]:

- a) U<sub>1</sub>=43; U<sub>2</sub>=44; U<sub>3</sub>=45; U<sub>4</sub>=45,5; U<sub>5</sub>=46;
- б) U<sub>1</sub>=43,5; U<sub>2</sub>=43,5; U<sub>3</sub>=43; U<sub>4</sub>=44; U<sub>5</sub>=43,5;
- в) U<sub>1</sub>=43; U<sub>2</sub>=43,5; U<sub>3</sub>=44,5; U<sub>4</sub>=45; U<sub>5</sub>=44.

В соответствии с электротепловой аналогией, численные значения температур нагретых зон [в <sup>0</sup>C] будут равны соответствующим напряжениям в Вольтах с добавлением температуры окружающей среды. Следует отметить, что из за больших погрешностей определения тепловых сопротивлений затруднена оценка температур с достаточной точностью. Однако предложенная методика дает вполне приемлемую точность относительных температур нагретых зон, что можно использовать при размещении ячеек. Графики теплового поля для вышесказанных вариантов размещений приведены на рис. 5.





Вертикальная ось графиков соответствует относительной величине температур, что аналогично относительным величинам напряжений. Как видно из рис. 5, размещение элементов с учетом их мощностей приводит к выравниванию теплового поля. Результаты электротеплового моделирования ряда тестовых схем показали, что учет мощностей логических ячеек при их начальном размещении приводит к повышению однородности теплового поля на 70 - 80%.

#### Выводы

Таким образом, метод электротеплового моделирования позволяет представить размещение теплового поля элементов ИС в виде идентичной электрической схемы, где тепловые параметры заменены соответствующими электрическими параметрами. Построенную электрическую схему можно анализировать с помощью инструментального средства SPICE. Такой подход позволяет построить электротепловые модели для различных топологических структур, используя соответствующие сопротивления и источники тока. Результаты реализации предложенного подхода на ряде тестовых схем показали высокую эффективность метода. Предлагаемый подход может быть внедрен в существующие средства САПР на этапе начального размещения, либо может быть реализован как автономный инструмент, результаты которого служат стартовым размещением для дальнейшей оптимизации.

#### Литература

- Semiconductor Industry Association, International Technology Roadmap for Semiconductors, 2003, http://public.itrs.net/.
- Ching-Han Tsai and Sung-Mo Kang. Cell-level placement for improving substrate thermal distribution // IEEE Transactions on Computer-Aided Design.- 2000.-Vol.19, No 2.- P.253-266.
- Арутюнян А.Г. Повышение равномерности распределения теплового поля при начальном размещении топологических ячеек ИС // III Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы разработки перспективных микрои наноэлектронных систем. Сборник научных трудов / Под общ. ред. А.Л. Стемпковского.- М.: ИППМ РАН, 2008.- С. 251-254.
- Wunsche S., Claub C., Schwarz P., Winkler F. Electro-Thermal Circuit Simulation Using Simulator Coupling // IEEE Transactions on ver VLSI systems.- 1997.- Vol. 5, No 3.- P.277-282.
- 5. Дульнее Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре.-М.: Высш. шк., 1984.- 247с.
- Digital Standard Cell Library // SAED\_EDK90\_CORE DATABOOK: © 2008 SYNOPSYS ARMENIA Educational Department.- Yerevan, 2008. – 96 p.

Российско-Армянский (Славянский) университет, Ереван, Армения
## УДК 621.316.72

О.В. Будьонний, канд. техн. наук, М.В. Колотов канд. техн. наук, О.О. Федько

## Електроживлення системи орієнтації електронної платформи

Рассмотрены системы ориентации электронной платформы и режимы работы электромагнитных катушек как исполнительных элементов этих систем. Описаны принципы управления электромагнитными катушками в режиме создания максимального механического момента и в экономном режиме.

The orientation system of electronic platform and conditions of operation of electromagnetic coils as executive elements of such system is considered. The modes of the control electromagnetic coils in the conditions of creation a maximum of mechanical moment and in the economy conditions, is described.

Ключові слова: електронна платформа, система орієнтації, стабілізація платформи, керування електромагнітними котушками, магнітне поле Землі.

## Вступ

Серед електронних платформ виділяють орієнтовані та неорієнтовані. Платформи, у яких за допомогою системи орієнтації забезпечується підтримка близьких до нуля кутів неузгодженості між зв'язаною з корпусом платформи системи координат і орбітальної системи координат називаються орієнтованими [1].

Орієнтовані системи орієнтації електронних платформ поділяються на три групи: 1) пасивні, 2) активні, 3) комбіновані [2].

Найбільш ефективними для малих електронних платформ є активні системи орієнтації, виконавчими елементами яких виступають електромагнітні котушки. В таких системах орієнтація відбувається за рахунок взаємодії електромагнітних котушок з магнітним полем Землі.

З розвитком потужних мікропроцесорних систем та з підвищенням точності й мініатюризації датчиків виміру станів платформи проблема орієнтації більшою мірою перекладається на математичне забезпечення мікроконтролерних бортових комп'ютерів. Таким чином, розробка ефективних способів керування платформою дозволить підвищити якість орієнтування з одночасним зменшенням енерговитрат.

Розглянемо докладніше роботу виконавчих елементів системи орієнтації, які підключені через перетворювачі постійного струму на змінний до системи електроживлення, для знаходження ефективного способу керування.

# Режими роботи електромагнітних котушок як навантаження перетворювачів системи орієнтації

При розташуванні виконавчих елементів у взаємно перпендикулярних площинах щодо центру платформи забезпечується можливість обертання платформи по трьом осям (тривісна орієнтація) [3]. Для виконання тривісної орієнтації перетворювачу електричної енергії необхідно забезпечувати роботу трьох електромагнітних котушок *X*, *Y*, *Z*, кожна з яких відповідає за орієнтацію по відповідній вісі обертання.

При взаємодії електромагнітної котушки платформи з магнітним полем Землі (МПЗ), результуючий обертаючий вектор моменту, що створюється силою Ампера  $\vec{F}_a$ , дорівнює [4]:

$$\vec{M}_{K} = \vec{p}_{m} \times \vec{B} = (n_{w} \cdot I \cdot S \cdot \vec{n}) \times \vec{B} \qquad (1)$$

де  $\vec{B}$  – вектор магнітної індукції МПЗ,  $\vec{p}_m$  – вектор магнітного моменту,  $n_w$  – кількість витків проводу зі струмом / в електромагнітній котушці, S – площа перетину котушки,  $\vec{n}$  – нормаль, спрямована перпендикулярно перетину котушки.

З урахуванням (1), формула для розрахунку струму в котушці має вигляд:

$$I = \frac{M_{K}}{n_{W} \cdot S \cdot (\vec{n} \times \vec{B})} = \frac{M_{K}}{n_{W} \cdot S \cdot B \cdot \sin \alpha}, \qquad (2)$$

де  $\alpha$  – кут між вектором  $\vec{B}$  та вектором  $\vec{n}$ .

З формули (2) видно, що чим менше кут  $\alpha$ , тим більшим є значення струму для створення моменту  $M_K$ , а при колінеарності векторів  $\vec{n}$  та  $\vec{B}$  створення керуючого моменту для цієї котушки є неможливим. Таким чином, у разі обертання платформи робота однієї котушки найбільш ефективна за умови  $\alpha = 90^0$ . В цьому випадку максимальний механічний момент дорівнює:  $M_{Kmax} = l \cdot n_W \cdot S \cdot B$ .

Застосування трьох взаємно перпендикулярних котушок дозволяє створювати керуючі моменти ( $M_{KX}$ ,  $M_{KY}$ ,  $M_{KZ}$ ). За рахунок роботи двох перпендикулярних котушок до осі обертання, можливо досягти ефективної стабілізації в залежності від обраного способу керування електромагнітними котушками. Розглянемо, на прикладі обертання платформи навколо вісі *S*<sub>*X*</sub>, варіанти включення перетворювачем електромагнітних котушок та оберемо ефективний спосіб керування ключами перетворювача.

Початкові умови при обертанні платформи навколо вісі  $S_X$  за годинниковою стрілкою представлені на рис. 1. Кут  $a_Y$  між вектором нормалі  $\vec{n}_Y$  та вектором  $\vec{B}$  дорівнює нулю. Очевидно, що тоді кут  $a_Z$  між вектором нормалі  $\vec{n}_Z$  та вектором  $\vec{B}$  буде дорівнювати 90<sup>0</sup>. У разі повороту платформи на 180<sup>0</sup>, відносно початкових умов, кут між векторами  $\vec{n}_Z$  та  $\vec{B}$  дорівнює  $a_Z = -90^0$ , тому перетворювач повинен переключити напрямок струму в котушці Z. Переключення струму за аналогією повинно відбуватися і в котушці Y зі зсувом фази на 90<sup>0</sup> відносно переключень в котушці Z [5].

Таким чином, керування системою орієнтації реалізується шляхом визначення вектора індукції МПЗ  $\vec{B}$  в кожен момент часу та зміни полярності напруги на двох перпендикулярних котушках (Y, Z) до осі обертання ( $S_X$ ) в моменти колінеарності векторів  $\vec{n}$  ( $\vec{n}_Y; \vec{n}_Z$ ) та  $\vec{B}$ .

На рис. 2, а зображено графік зміни значень  $\sin \alpha_Y$  та  $\sin \alpha_Z$  в залежності від кута обертання. З урахуванням напруги на котушках Y (рис. 2, б) та Z (рис. 2, є) графіки обертових механічних моментів  $M_{KY}$  та  $M_{KZ}$  будуть мати вигляд, представлений на рис. 2, є.



Рис. 1. Початкові умови для обертання платформ

З графіку сумарного обертового механічного моменту (рис. 2, *ж*), значення по модулю  $|M_{KY} + M_{KY}|$  у точках 135<sup>0</sup> та 315<sup>0</sup> дорівнюють нулю. Це пов'язане із взаємною компенсацією моментів  $M_{KY}$  та  $M_{KZ}$  на інтервалах

90<sup>0</sup> – 180<sup>0</sup> та 270<sup>0</sup> – 360<sup>0</sup>, оскільки котушки працюють в противофазі. Таким чином, на цих ділянках варто відключати одну з котушок.

В моменти зміни полярності напруги на котушках Y та Z струм в них (при знехтуванні втратами на активному та індуктивному опорах котушок) буде наближатися до нескінченності (рис. 2, *г*,*д*), тому такий процес керування системою орієнтації не є ефективним. Для ефективного використання енергії котушками слід вимикати котушки в деяких межах від моментів комутації (0; $\frac{\pi}{2}$ ; $\pi$ ; $\frac{3\pi}{4}$ ; $2\pi$ ). Нові моменти комутації електромагнітних котушок прийматимуть значення  $\left(0 \pm \lambda_1; \frac{\pi}{2} \pm \lambda_1; \pi \pm \lambda_1; \frac{3\pi}{4} \pm \lambda_1; 2\pi \pm \lambda_1\right)$ .

Кут  $\lambda_1$  приймаємо рівним  $\lambda_1 = \frac{\pi}{4}$  (рис. 4) з графіку  $M_{K \, cep} = f(\lambda_1)$  (рис. 3, *a*), де  $M_{K \, cep}$  – середнє значення сумарного механічного моменту, оскільки  $M_{K \, cep}$  на інтервалі  $\lambda_1 \in \left[0; \frac{\pi}{4}\right]$ , не змінюється, а значення сумарної споживаної потужності при збільшенні кута  $\lambda_1$  зменшується (рис. 3, *б*).

Такий спосіб перемикання котушок є економним та найбільш енергоощадним, оскільки в один і той самий момент працює тільки одна з котушок. Розрахуємо середнє значення напруг кожної котушки  $U_Y = f(t)$ ,  $U_Z = f(t)$  (рис. 4, *б*,*в*), струмів  $I_Y = f(t)$ ,  $I_Z = f(t)$  (рис. 4, *е*,*д*), та середнє значення споживаної потужності двома котушками в економному режимі  $P_{YZ} = f(t)$  (рис.4, *е*):

$$U_{cep}(t) = \frac{2}{T} \int_{0}^{\frac{T}{2}} U_{max} dt = \frac{\omega}{\pi} \int_{\frac{0+\lambda_{1}}{\omega}}^{\frac{\pi-\lambda_{1}}{\omega}} U_{max} dt = 0, 5 \cdot U_{max} (3)$$

$$U_{cep}(t) = \frac{2}{T} \int_{0}^{\frac{T}{2}} \frac{M_{K max}}{n_{W} \cdot S \cdot B \cdot \sin(\omega t)} dt =$$

$$= \frac{\omega}{\pi} \int_{\frac{0+\lambda_{1}}{\omega}}^{\frac{\pi-\lambda_{1}}{\omega}} \frac{M_{K max}}{n_{W} \cdot S \cdot B \cdot \sin(\omega t)} dt =$$

$$= \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{M_{K max}}{n_{W} \cdot S \cdot B}\right) \cdot \ln \left| tg \left(\frac{\omega t}{2}\right) \right|_{\frac{\pi-\lambda_{1}}{\omega}}^{\frac{\pi-\lambda_{1}}{\omega}} = 0,561 \cdot I_{min}$$

$$P_{cep}(t) = 2 \cdot U_{cep}(t) \cdot I_{cep}(t) =$$
$$= 0,561 \cdot U_{max} \cdot I_{min} = 0,561 \cdot P_{UI}$$



Рис. 2. Графіки роботи електромагнітних котушок системи орієнтації в залежності від кута обертання lpha в режимі з постійною роботою котушок



Рис. 3. Графіки залежностей від кута  $\lambda_1$  середніх значень: а) механічного моменту  $M_{K \ cep}$  , б) спожива-



## ної потужності двома котушками Рсер

Рис. 4. Графіки роботи котушок системи орієнтації в залежності від кута обертання α в економному режимі

З урахуванням напруги на котушках У (рис. 4, 6) та Z (рис. 4, в) графіки обертових механічних моментів  $M_{KY}$  та  $M_{KZ}$  будуть мати вигляд, представлений на рис. 4,  $\epsilon$ . Середнє значення сумарного механічного моменту роботи електромагнітних котушок розраховується за формулою:

$$M_{K cep} = \frac{2}{T} \int_{0}^{T/2} M_{K max} \cdot \left| \sin(\omega t) + \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega t\right) \right| dt =$$
$$= \frac{M_{K max}}{\pi} \int_{0}^{\frac{\pi}{\omega}} \left| \sin(\omega t) + \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega t\right) \right| dt =$$
$$= 0.9 \cdot M_{K max}$$
(5)

На рис. 5 наведені графіки роботи котушок в режимі створення максимального сумарного



Рис. 5. Графіки роботи котушок системи орієнтації в залежності від кута обертання lpha в режимі створення максимального механічного моменту

обертового механічного моменту  $|M_{KY} + M_{KZ}| = \max$  (рис. 5, *ж*) з урахуванням усунення взаємної компенсацією моментів  $M_{KY}$  та  $M_{KZ}$  на інтервалах (90<sup>0</sup> – 180<sup>0</sup>) та (270<sup>0</sup> – 360<sup>0</sup>)

методом включення на даних інтервалах тільки однієї котушки. На інших інтервалах працюють дві котушки. Тим самим, сумарний механічний момент доповнюється механічним моментом, що створюють обидві котушки одночасно. За рахунок такого включення котушок досягається максимально велике значення сумарного моменту, а отже, швидкодія системи орієнтації є максимальною.

В даному режимі, для ефективного енергоспоживання, також потрібно вимикати котушки в межах моментів комутації (0; $\frac{\pi}{2}$ ; $\pi$ ; $\frac{3\pi}{4}$ ; $2\pi$ ). Нові моменти комутації електромагнітних котушок прийматимуть значення:

$$\left(0\pm\lambda_2;\frac{\pi}{2}\pm\lambda_2;\pi\pm\lambda_2;\frac{3\pi}{4}\pm\lambda_2;2\pi\pm\lambda_2\right).$$

Таким чином, механічний момент створюється тільки однією котушкою (рис.5, є) на ділянках  $\left( \left( 90^0 - \lambda_2 \right) - \left( 180^0 + \lambda_2 \right) \right)$  та  $\left( \left( 270^0 - \lambda_2 \right) - \left( 360^0 + \lambda_2 \right) \right).$ 

Значення кута  $\lambda_2$  приймаємо рівним  $\lambda_2 = \frac{\pi}{36}$  (рис. 5) з графіку  $M_{K cep} = f(\lambda_2)$  (рис. 6, *a*), оскільки  $M_{K cep}$  на інтервалі  $\lambda_2 \in \left[0; \frac{\pi}{36}\right]$ , майже не змінюється, а значення сумарної споживаної потужності при збільшенні кута  $\lambda_2$ зменшуєть- ся (рис. 6, *б*). Середнє значення сумарного механічного моменту, що розраховане за формулою аналогічною (5), в режимі максимального механічного моменту, дорівнює:

$$M_{K cep} = 1,084 \cdot M_{K max}$$

Розрахуємо енергоспоживання за аналогією економного режиму роботи електромагнітних котушок, використовуючи формули (3, 4):

- середнє значення напруги на котушках Y та Z -  $U_Y = f(t), U_Z = f(t)$  (рис. 5, *б*,*в*):  $U_{cep}(t) = 0,722 \cdot U_{max}$ ,
- середнє значення струму в котушках Y та  $Z - I_Y = f(t), I_Z = f(t)$  (рис. 5, *е*,*д*):  $I_{cep}(t) = 1,277 \cdot I_{min}$ .

За результатами розрахованих значень струму та напруги розраховуємо середнє значення споживаної потужності в режимі максимального механічного моменту:

$$P_{cep}(t) = 2 \cdot U_{cep}(t) \cdot I_{cep}(t) =$$
  
= 1,844 \cdot U\_{max} \cdot I\_{min} = 1,844 \cdot P\_{UI}^{'}

Середня споживана потужність в режимі створення максимального механічного моменту в 3,3 рази більша, ніж в економному режимі, але в даному режимі середнє значення механічного моменту в 1,2 рази більше.

## Висновки

Основними перевагами активних систем є висока точність орієнтації та невеликі габарити, а недоліком – додаткові витрати енергії у зв'язку з необхідністю її постійної роботи для орієнтації.

Робота перетворювача та його системи керування зводиться до формування струму в електромагнітних котушках в залежності від потрібного керуючого моменту *М*<sub>к</sub>.



Рис. 6. Графік залежностей від кута λ<sub>2</sub> середніх значень: а) механічного моменту *M<sub>K сер</sub>*, б) споживаної потужності двома котушками *P<sub>cep</sub>* 

Для найбільш швидкої стабілізації платформи по одній вісі обертання необхідно використовувати режим максимального механічного моменту за допомогою двох перпендикулярних котушок, що включається певним чином відносно геомагнітного поля. При роботі котушок в економному режимі забезпечується найбільша енергоощадність, але даний режим поступається режиму з максимальним механічним моментом за швидкодією.

## Література

 Сингер С.Ф. Проблемы ориентации искусственных спутников Земли / С.Ф. Сингер. – М.:Наука, 1966.- 247 с.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

- 2. *Иванов Н.М.* Баллистика и навигация космических аппаратов / Н.М. Иванов, Л.Н. Лысенко. М.:Дрофа, 2004. 544 с.
- Коваленко А.П. Магнитные системы управления космическими аппаратами / А.П. Коваленко. М.:Машиностроение, 1975. 248 с.
- Ovchinnikov M. Methods to control the attitude motion of a satellite by Earth's magnetic field usage / M. Ovchinnikov // Proceeding of the Euro-Asian Space Week on Cooperation in Space. – 1998. – P. 475-483.
- Колотов М.В. Керування перетворювачаси системи орієнтації електронної платформи: автореферат дис. канд. техн. наук: 05.09.12 / Національний технічний ун-т України "Київський політехнічний ін-т". – К., 2010. – 194 с.

## Биомедицинские приборы и системы

УДК 617.7-071; 612.16.161

Е.А. Настенко, д-р биол. наук<sup>1</sup>, Е.К. Носовец<sup>2</sup>, С.В. Зубков<sup>1</sup>

## Анализ взаимосвязи показателей системы кровообращения

По данным последовательных клинических измерений и суточного мониторинга артериального давления и частоты сердечных сокращений были исследованы функциональные связи диастолического и систолического давления, а также зависимости диастолического давления от частоты сердечных сокращений. Построены номограммы взаимоотношений указанных показателей и проанализирована динамика показателей артериального давления и частоты сердечных сокращений обследуемых в норме, при недостаточности кровообращения и при артериальной гипертензии. Оценена клиническая информативность данного подхода. Полученные номограммы могут использоваться для неинвазивного выявления нарушений системы кровообращения и оценки эффективности их коррекции.

Using the serial clinical measurements and daily monitoring of blood pressure and heart rate functional connections of diastolic and systolic blood pressure and diastolic blood pressure as a function of heart rate were investigated. Nomograms of relationship of these indicators was constructed and the dynamics of blood pressure and heart rate of healthy persons and persons with circulatory failure and hypertension were analyzed. The clinical informativeness of this approach was estimated. The obtained nomogram can be used for noninvasive detection of failure of the circulatory system and for evaluation of the effectiveness of their correction.

Ключевые слова: система кровообращения, артериальное давление, частота сердечных сокращений, микроциркуляторная сеть, кластерный анализ.

## Введение

Показатели артериального давления (АД) в сочетании с показателями частоты сердечных сокращений (ЧСС) являются интегративными, отражающими функцию сердца, функцию эндотелия артериальных сосудов и состояние капиллярной сети [1,2].

Развитие современных информационных технологий (ИТ) позволяет на новом уровне

решить задачу распознавания регуляторных характеристик артериального давления на основе построения его функциональных характеристик. Вместе с тем, применение ИТ требует надежной верификации и сопоставления с данными, полученными в результате многоэтапных индивидуальных обследований различных групп лиц, как здоровых, так и пациентов с нарушениями кровообращения различной этиологии.

Целью данной работы является исследование зависимостей диастолического артериального давления от систолического артериального давления, а также диастолического давления от частоты сердечных сокращений с целью разработки методов неинвазивной оценки состояния артериальной системы, функций сердца и микроциркуляторной сети.

## Материалы и методы

В процессе исследования использовались данные мониторинга трех групп обследуемых.

В первую группу вошли мониторинговые записи систолического (АДС) и диастолического (АДД) артериального давления, а также частоты сердечных сокращений у 56 больных в первые двое суток после операций протезирования клапанов сердца и/или аорто-коронарного шунтирования. Исследованы величины указанных показателей при:

 неосложненном течении раннего послеоперационного периода – 33 больных;

2 – умеренной недостаточности кровообращения (ОСН 1 – 2 ст.) – 15 больных;

3 – тяжелой сердечной недостаточности (ОСН 3 ст. и выше) – 8 больных.

Регистрация артериального давления и частоты сердечных сокращений осуществлялась инвазивным катетерным методом в раннем послеоперационном периоде с помощью прикроватного монитора SMC-108 Hellige (Германия). Было произведено 10263 автоматических измерений указанных показателей с интервалом 5 мин у каждого отдельного больного. Время мониторинга составляло 12...48 часов и находилось в прямой зависимости от тяжести состояния больного.

Массивы данных содержали последовательные наблюдения, которые были накоплены в ходе планового лечебного процесса, т.е. были получены не в связи с постановкой каких-либо конкретных исследовательских задач.

Возраст больных находился в пределах от 17 до 56 (49 <u>+</u> 16) лет.

Во *вторую группу* вошли данные суточного холтеровского мониторинга 6 практически здоровых лиц, подвергавшихся в дневное время воздействию психо-физических нагрузок. Возраст обследуемых находился в пределах от 33 до 64 лет (средний возраст M±SD = 44,6±10,5 года). Среди них 1 женщина (16,7 %) и 5 мужчин (83,3 %). Было произведено 579 измерений с интервалом 30 мин. Использован аппарат Cardiosoft Holter (Германия).

В качестве *тестовой группы* были использованы данные мониторинга 11 больных возрастом от 50 до 79 лет (средний возраст M+SD = 63+7,6 года). Из них 8 женщин (72,7%) и 3 мужчин (27,3%). Показатели АДС, АДД и ЧСС регистрировались с помощью аппарата A&D Medical UA-878 (Япония). Всего было произведено 790 измерений с интервалом 30 мин.

Была поставлена задача построения функциональных характеристик артериального давления на основе массивов измерений АД и ЧСС у здоровых лиц и лиц с нарушением кровообращения различного генеза, а также их клинический анализ и эффективность для оценки состояния кровообращения и микроциркуляторной сети [3,4].

Аномальные значения показателей во всех трех группах, связанные с погрешностями измерений, из рассмотрения исключались.

Для дальнейшей обработки данных использовались бикластеризационные процедуры «объекты-признаки» Hierarchical Cluster Analysis и процедуры регрессионного анализа представленные в пакетах статистической обработки данных SPSS Statistica и STATISTICA, а также специальный метод кластерного анализа, который был разработан в НИССХ им. Амосова. Данный метод, благодаря использованию так называемого «цепочечного» эффекта [5], позволяет воссоздать взаимосвязи показателей сложных систем [6]. Исследовались корреляционные связи между показателями АДД и АДС, а также АДД и ЧСС, как соотношения, полученные внутри каждого кластера для первой и второй группы обследуемых.

Алгоритм обработки данных имел следующий вид:

1. Проведение иерархической кластеризации по всей выборке и по отдельным ее частям для выявления кластеров, отображающих зависимости АДД= *f*(АДС) и АДД= *f*(ЧСС).

2. Построение зависимостей методом регрессионного анализа в виде степенных полиномов, максимизирующих коэффициент детерминации для групп обследуемых по кластерам и для каждого отдельного больного.

3. Объединение полученных регрессионных уравнений в однородные подгруппы, с целью получения обобщенных паттернов взаимосвязи изучаемых показателей (АДД и АДС, АДД и ЧСС).

4. Выделение единственного уравнения регрессии для каждой однородной подгруппы, которое далее использовалось в качестве функционального паттерна, т.е. регуляторной характеристики артериального давления.

5. Построение номограмм зависимостей АДД= *f*(АДС) и АДД= *f*(ЧСС) на основе полученных уравнений регрессии.

#### Результаты и обсуждения

Применение указанного выше алгоритма позволило выделить пять кластеров в пространстве признаков АДД-АДС и четыре в пространстве АДД-ЧСС.

Регрессионные уравнения, отображающие зависимость АДД-АДС имели форму кривых, каждая их которых имела область линейного роста при небольших значениях АДС. Далее значения диастолического давления стабилизировались, кривая образовывала плато с последующим незначительным ростом при увеличении систолического артериального давления (рис. 1).

Зависимости рис. 1 были интерпретированы следующим образом (снизу вверх):

1. Острая сердечная недостаточность.

2. Хроническая сердечная недостаточность.

3. Сердечная недостаточность невысоких степеней.

4. Нормальная регуляция.

5. Высокое периферическое сосудистое сопротивление, связанное с физической нагрузкой либо с наличием артериальной гипертензии.

Соответствующие уравнения расположены в последовательности от нижней зависимости к верхней. Все пять зависимостей были аппроксимированы полиномами второй степени со статистически значимым квадратом коэффициента детерминации (R<sup>2</sup>), близким к единице во всех случаях. В приведённых ниже формулах артериальное систолическое давление (АДС) обозначено символом «х».



Рис. 1. Номограмма зависимости диастолического и систолического давления

АДД = 
$$-0,0037x^2 + 1,2559x - 58,747$$
 (1)  
 $R^2 = 0.9934$ 

$$R^2 = 0,00042x^2 + 1,5532x - 68,984$$
 (2)  
 $R^2 = 0.9868$ 

3. АДД = 
$$-0,0032x^2 + 1,3542x - 46,123$$
 (3)  
R<sup>2</sup> = 0.9911

5. АДД = 
$$-0,0039x^2 + 1,5x - 32,196$$
 (5)  
R<sup>2</sup> = 0,9927

В пространстве АДД-ЧСС три возрастающие зависимости имели форму, близкую к линейной, и располагались параллельно друг другу в диапазоне ЧСС от 55 до 110 сокращений в минуту. При этом, при одной и той же величине ЧСС зависимости существенно (в 1,3 - 1,5 раза) отличались по величине диастолического артериального давления. Четвертая зависимость имела вид горизонтальной линии, располагавшейся в диапазоне значений ЧСС 110-170 сокращений в минуту и мало зависевшей от изменений ЧСС (рис.2).

Уравнения соответствующих степенных полиномов и величина коэффициента детерминации R<sup>2</sup> представлены ниже. Первые три зависимости были аппроксимированы полиномами второй степени со статистически значимым квадратом коэффициента детерминации (R<sup>2</sup>) близким к единице во всех случаях. Четвертая зависимость имела линейную зависимость. Для упрощения, в приведённых формулах частота сердечных сокращений (ЧСС) обозначена символом «*X*».

- 1. АДД = -0,0098x<sup>2</sup> + 2,2311x 23,815 (1) *R*<sup>2</sup> = 0,9943
- 2. АДД = -0,0047x<sup>2</sup> + 1,7609x 35,984 (2) R<sup>2</sup> = 0,9994

Анализ наклонных зависимостей (рис. 2.) показал, что верхняя зависимость представлена обследуемыми с артериальной гипертензией принадлежащих к старшей возрастной группе, для которых характерны более высокая жесткость стенок артериальных сосудов, сниженная функция выстилающего их эндотелия, а также редукция микроциркуляторной сети, т.е. снижение уровня капилляризации тканей. Мы полагаем, что последний фактор является определяющим для наблюдаемых высоких значений артериального давления (70-100 мм.рт.ст.).



Рис. 2. Номограмма зависимости диастолического давления и частоты сердечных сокращений

1.

Вторая кривая представлена испытуемыми с нормальной регуляцией кровообращения в диапазоне ЧСС от 65 до 101 уд./м.

Нижняя наклонная кривая представлена испытуемыми с невысокими значениями артериального давления, обусловленными оптимальным (артериальная гипотония) типом регуляции артериального давления, а также больными с хронической недостаточностью кровообращения невысоких степеней.

Анализ клинических данных показал, что четвертая зависимость представлена больными с хронической недостаточностью кровообращения высоких степеней. Интересно отметить, что согласно литературным данным, начиная со значения частоты сердечных сокращений более 120 ударный объем приобретает максимально возможные значения и минутный объем кровообращения становится прямо пропорциональным ЧСС (является линейной функцией ЧСС). Это свидетельствует о близких к предельным условиям регуляции кровообращения у больных указанной группы.

Системное артериальное давление определяется главным образом соотношением между сердечным выбросом и общим периферическим сопротивлением. Систолическое артериальное давление зависит от трех факторов:

- ударного объёма левого желудочка сердца;
- максимальной скорости изгнания крови;
- максимальной растяжимости стенок аорты.
   Диастолическое АД определяется:
- длительностью диастолы, которая находится в обратной зависимости от частоты сердечных сокращений;
- общим сопротивлением в периферической артериальной системе;
- объемом циркулируемой крови.

Действие каждого из вышеуказанных факторов может быть конкретно оценено в каждой отдельной клинической ситуации.

Для оценки эффективности применения полученных номограмм на нее наносились данные больных, которым была диагностирована хроническая недостаточность кровообращения разных степеней, артериальная гипертензия, а также показатели практически здоровых лиц.

При нанесении на полученную номограму, значения частоты сердечных сокращений у испытуемых женщин располагалось в области более высоких значений, что связано с общеизвестными гендер обусловленными особенностями регуляции кровообращения. Для всех кривых в целом высокие значения ЧСС были обусловлены главным образом воздействием физических и психоэмоциональных нагрузок. Были выявлены следующие ситуации:

1. Обследуемый не изменяет регуляторного типа, т.е. его показатели не покидают пределов одной зависимости.

2. Показатели пациента сдвигаются в процессе лечения в область более благоприятных зависимостей.

3. Обследуемый меняет функциональную характеристику в зависимости от испытываемой (от уровня) психофизической нагрузки, при этом в норме меняется и систолическое и диастолическое артериальное давление.

У пациентов с артериальной гипертензией высоких степеней при диастолическом артериальном давлении более 100 мм.рт.ст. изменяется главным образом систолическое артериальное давление.

Аналогичная картина наблюдается и при субмаксимальных физических нагрузках, что свидетельствует о приближении систолического кровообращения к границе регуляторного диапазона.

Метод нанесения показателей АД и ЧСС на номограмму зависимостей АДД/ЧСС показал хорошие результаты для выявления пациентов с возрастными или связанными с артериальной гипертензией нарушениями микроциркуляторной сети и капиллярного кровотока в особенности.

Наши более ранние исследования реакции показателей артериального давления и частоты сердечных сокращений на физическую нагрузку показали, что с ростом последней наблюдается стабилизация диастолического артериального давления на некотором фиксированом для данного испытуемого уровне, т.е. приведенные номограммы могут быть полезным инструментом для более точного определения реакции на нагрузку.

Таким образом, динамика показателей состояния сердечно - сосудистой системы может отражать условия функционирования системы кровообращения, эффективность лечения, развитие недостаточности кровообращения и общее состояние регуляторных резервов.

#### Выводы

В результате исследований были получены две номограммы отображающие зависимости АДД= f(АДС) и АДД= f(ЧСС).

Систолическое и диастолическое артериальное давление связаны между собой семейством зависимостей, которые отражают состояние сердца, артериальной системы и капиллярной сети. В результате исследований диастолического давления и частоты сердечных сокращений была получена номограмма, которая состоит из трех возрастающих линейных зависимостей, имеющих форму, близкую к линейной, и располагающихся параллельно друг другу, и четвертой зависимости, имеющей вид горизонтальной линии, располагающейся в диапазоне значений ЧСС 110-170.

Обе могут быть использованы в качестве номограмм в широком диапазоне условий функционирования организма (в том числе у здоровых лиц в условиях психофизических нагрузок и спортсменов), а также для выявления нарушений в системе кровообращения и оценки эффективности их коррекции.

Полученные результаты явились основаниями для дальнейшей разработки – процентильных диаграмм, которые будут представлены в отдельных публикациях.

## Литература

- Физиология кровообращения. Регуляция кровообращения.-Л.-«Наука»,-1986. – 640 с.
- Хаютин В.М. Сосудодвигательные рефлексы. // М.-"Наука",-1964.-376с.
- G. Knyshov, Ye. Nastenko, V. Maksymenko, O. Kravchuk, and Yu. Shardukova The Interactions between Arterial and Capillary Flow. Cellular Automaton Simulations of Qualitative Peculiarities O. Dossel and . W C. Schlegel (Eds.): WC 2009, IFMBE Proceedings 25/IV, pp. 572–574, 2009.
- Настенко Є.А. Закономірності самоорганізації та регуляції кровообігу людини: Автореф. дис. ... докт. біол. наук: Спец. 03.00.02, Київськ. Нац. унів. ім. Т. Шевченка. – 37 с.
- Воронцов К.В. Лекции по алгоритмам кластеризации и многомерного шкалирования, -2007. 18 с.
- Nastenko E.A. The use of Cluster Analysis for Partitioning Mixtures of Multidimentional Functional Characteristics of Complex Biomedical Systems // J. of Automation and Information Sciences.– 1996. – Vol. 28.– N 5-6. – P. 77-83.

1 Национальный институт сердечно-сосудистой хирургии им. Н.М. Амосова

<sup>2</sup> Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

## УДК 616.71.036:810 О.А. Куцяк

## Критерії оцінювання параметрів моніторингу зовнішнього дихання

Рассматривается вопрос определения критериев оценивания параметров внешнего дыхания. На основе данных, полученных методом прямого мониторинга внешнего дыхания, определены путем статистического анализа нормы и пределы измерения параметров дыхания для здоровых и больных хроническим бронхитом. Установлен необходимый набор параметров для определения отклонения состояния дыхательной системы от нормы.

The problem of evaluation criteria determination of the external breathing parameters is examined. On the base of data obtained by the method of breathing monitoring the norms and measuring limits for healthy patients and patients with chronic bronchitis are defined. The necessary set of parameters is defined for determination of the respiratory system state deviations.

Ключевые слова: мониторинг, дыхание спонтанное, бронхит хронический, частота дыхания, дыхательный объем, флоуспирометр.

## Вступ

Моніторинг зовнішнього спонтанного дихання – це засіб не тільки слідкування за параметрами дихання в часі, а й повідомлення про їх відхилення від нормальних значень, що особливо важливо для хворих.

Для дослідження динаміки дихальної системи за допомогою моніторингу необхідно встановити норми і межі вимірювання для параметрів спонтанного дихання у здорових осіб і пацієнтів. Виходячи з них, можна визначити закономірності поведінки параметрів в залежності від вікових груп, а також встановити необхідні і достатні критерії для визначення відхилення від норми при моніторингу зовнішнього дихання.

Актуальною проблемою сьогодення є захворювання на хронічний бронхіт (ХБ) і застосування моніторингу до хворих цією формою легеневої патології дозволяє визначити особливості параметрів їх спонтанного дихання.

#### Основна частина

Головним етапом моніторингу зовнішнього дихання є поглиблена інтерпретація його результатів, тобто розпізнавання подій і процесів, що стоять за тією чи іншою зміною параметрів [1]. Інформація, яка отримується під час моніторингу дихання, складається з масиву даних, причому варто виділити необхідні параметри, що дозволяють визначити відхилення від норми і встановити для них критерії оцінювання, а саме провести статистичний аналіз і визначити їхню динаміку.

Для цього було проведено низку досліджень на базі Центрального Госпіталю MBC України в м. Києві у відділені Функціональної Діагностики апаратом "Монітор дихання пацієнта" на двох вікових групах пацієнтів: І група - від 18 до 30 років, ІІ група - від 50 років. Досліджувалися особи здорові (І підгрупа пацієнтів) та особи, хворі на ХБ (ІІ підгрупа пацієнтів).

Апарат "Монітор дихання пацієнта" [2,3] використовує флоуспірометр з напірним пристроєм і дозволяє реалізувати прямий метод моніторингу дихання (через дихальний контур пацієнта) у режимі реального часу, а саме - спостерігати динаміку зміни параметрів дихального об'єму (ДО), частоти дихання (ЧД), хвилинного об'єму дихання (ХОД). Кожен пацієнт обстежувався протягом часу 2 хв. Для кожної групи пацієнтів після отримання результатів проводилося усереднення останніх та їх статистичне порівняння.

Для пацієнтів був проведений статистичний аналіз. Визначені межі вимірювання для параметрів ДО, ЧД та ХОД при моніторингу зовнішнього дихання пацієнтів обох вікових груп .Був вирахований динамічний діапазон по кожному параметру – це логарифм відношення верхньої межі вимірювання параметра до нижньої. Зокрема були встановлені наступні закономірності при моніторингу зовнішнього спонтанного дихання.

Як у хворих, так і у здорових осіб, незалежно від вікової групи, на початкових стадіях дихання процес був непостійним і стабілізувався лише після першої хвилини дихання. Саме з цього моменту були взяті дані для аналізу.

З віком ДО зменшується у здорових осіб і хворих на ХБ, збільшується динамічний діапазон ДО в обох групах, знижується інтервал вимірювання ДО (табл. 1).

ЧД з віком збільшується у здорових осіб, і зменшується у хворих на ХБ. Відповідно у здорових і хворих збільшується і зменшується верхня та нижня межа вимірювання ЧД (табл. 1). Динамічний діапазон ЧД збільшується з віком у обох вікових групах.

З віком ХОД знижується як у здорових осіб, так і у хворих на ХБ. Проте у здорових осіб з віком значно знижуються нижня і верхня межа вимірювання ХОД (що пов'язано зі зниженням ДО з віком). У хворих на ХБ верхня і нижня межа вимірювання з віком знижуються незначно. Динамічний діапазон ХОД збільшується з віком як у здорових, так і хворих.

Якщо порівнювати здорових осіб та осіб, хворих на ХБ, у кожній віковій групі, можна відмітити наступне. У хворих на ХБ ДО зменшується, а ЧД збільшується в І віковій групі, і навпаки -ДО збільшується, а ЧД зменшується в ІІ віковій групі. При цьому відповідно до вікових груп динамічний діапазон ДО збільшується в І віковій групі й зменшується в ІІ віковій групі. Динамічний діапазон у хворих на ХБ менше, ніж у здорових осіб незалежно від вікової групи.

Параметр ХОД як у здорових, так і хворих на ХБ у І і ІІ вікової групи відповідно знаходяться на майже однаковому рівні (табл. 1). Для І вікової групи: ХОД хв = 7.32 ± 0.25 л/хв, ХОД зд = 7.78 ± 0.24 л/хв, для ІІ вікової групи: ХОД хв = 4.99 ± 0.20 л/хв, ХОД зд = 4.47 ± 0.41 л/хв. Тому можна зробити висновок, що при визначенні зміни стану дихальної системи при захворюванні на ХБ параметр ХОД не грає основної ролі оскільки незначно коливається в межах вікової групи (рис. 1).

Відхилення від норми можливе завдяки визначенням ДО і ЧД (рис 1), оскільки в моніторингу зовнішнього дихання вони несуть основну інформацію про зміни в дихальній системі.

Таким чином, визначено, що параметри ДО і ЧД є необхідними параметрами, що дозволяють визначити відхилення стану дихальної системи від норми при моніторингу зовнішнього дихання.

З врахуванням аналізу статистичних даних можемо говорити далі про вимоги до моніторів дихання, які будуть враховувати специфіку для вікових груп здорових осіб та осіб, хворих на ХБ.



Рис. 1. Порівняння усереднених даних масиву в часі по пацієнтам параметрів ДО, ЧД, ХОД

		Параметр					
		ДО, л		ЧД, 1/хв		ХОД, л/хв	
		I вікова	II вікова	I вікова	II вікова	I вікова	II вікова
		группа	група	группа	група	группа	група
		(18 - 30 pp)	(від 50 р)	(18 - 30 pp)	(від 50 р)	(18 - 30 pp)	(від 50 р)
I підгрупа (здорові)	Середнє	0.38 ±	0.15 ±	22.67 ±	29.57 ±	7.78 ±	4.47 ±
	значення	0.01	0.01	0.39	1.25	0.24	0.41
	СКВ*	0.037	0.033	1.034	3.326	0.684	1.082
	Нижня межа	0.32	0.11	21	25	6.72	2.81
	Верхня межа	0.42	0.2	24	34	8.57	5.74
	Динамічний	0.11	0.26	0.05	0.13	0.11	0.31
	діапазон, дБ						
II підгрупа кворі на XБ)	Середнє	0.33 ±	0.26 ±	24.15 ±	20.53 ±	7.32 ±	4.99 ±
	значення	0.02	0.01	0.54	0.47	0.25	0.20
	СКВ*	0.044	0.022	1.426	1.256	0.665	0.539
	Нижня межа	0.29	0.23	21	18	6.29	4.36
	Верхня межа	0.41	0.29	26	22	8.09	5.82
0	Линамічний	0.15	0.10	0.07	0.09	0.11	0.12

Таблиця 1. Усереднені норми параметрів ДО, ЧД та ХОД для моніторингу зовнішнього дихання

\*СКВ – середньоквадратичне відхилення

діапазон, дБ

## Висновки

1. З отриманих даних досліджень були встановлені усереднені норми для двох вікових груп пацієнтів, як здорових, так і хворих на ХБ.

2. Визначено необхідний набір параметрів для констатації відхилення від норми при моніторингу спонтанного дихання.

3. Визначені зміни параметрів дихання, пов'язані з віком та станом здоров'я пацієнтів.

## Література

- Шурыгин И.А. Мониторинг дыхания: пульсоксиметрия, капнография, оксиметрия.-СПб.: "Невский Диалект"; М.: "Издательство БИНОМ", 2000.- 301 с.
- Лопата В.О., Петрова О.О., Чорний П.М., Куцяк О.А., Ель Шебах М.А.-А. Технічні аспекти розробки монітора дихання. - Электроника и связь, 2008, № 3-4. Тематический выпуск "Проблемы электроники", ч.2, с.137-140.
- М.М. Коваленко, О.А. Куцяк, В.О. Лопата. Медико-технічні аспекти застосування моніторингу дихання пацієнтів у клінічній практиці. - Фізіологічний журнал. 2010. т. 56. №3. с.84-88.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

## УДК 616.137.83/621.397 В.Й. Котовський, канд. техн. наук

# Неінвазивні дослідження судин нижніх кінцівок за допомогою комплексного методу

Цель данной работы – демонстрация возможностей комплексного метода неинвазивных исследований, на примере контроля парциального давления кислорода в подкожных тканях нижних конечностей в границах аномальных температурных зон при проведении функциональных проб у здоровых людей и лиц с признаками патологии. Одновременный мониторинг распределения поверхностной температуры и парциального давления кислорода в подкожных тканях даёт возможность быстрее и более достоверно получать информацию о состоянии сосудов и микрососудов.

In the present work the features of complex method for non-invasive studies is demonstrated using as an example the control of partial pressure of oxygen in subcutaneous tissues of the lower extremities within the anomalous thermal zones when functional tests were conducted for healthy people and people with pathological signs. Simultaneous monitoring of distribution of the surface temperature and partial pressure of oxygen in subcutaneous tissues allows get information about vessels and micro vessels faster and more reliably.

Ключевые слова: неинвазивные исследования, биологический объект, инфракрасная термография, кислород, парциальное давление кислорода

## Вступ

Знання про зв'язок певних ділянок шкірного покрову (ШП) біологічного об'єкту (БО) яким є людина, з внутрішніми органами, судинами та мікросудинами, надає можливість отримувати інформацію про стан органів через вивчення певної зони ШП і особливостей судинного русла [1]. Зміни у мікросудинах призводять до змін функціональних характеристик пов'язаних з ним ділянок ШП. Однією з таких змін є температурна реакція, що чітко відбиває стан мікросудин. Друга зміна – це парціальний тиск кисню (рО<sub>2</sub>) в крові, вимірювання якого надасть можливість судити саме про зміни на рівні капілярів і венул, чим і обумовлений розвиток порушень.

Рівень рО<sub>2</sub> в нормальних зонах і зонах із аномальною температурою буде відрізнятися певною залежністю, і можливість виявлення цієї

залежності буде свідчити про рівень кровоплину в даній області.

При виконанні наукових досліджень [2] було запропоновано метод вимірювання температури та контролю капілярної системи людини при одночасному синхронному аналізі розподілення інфрачервоного (IЧ) випромінювання шкіри та розподілення кисню (O<sub>2</sub>) в підшкірних тканинах, як відображення біохімічних процесів на досліджуваній ділянці ШП.

Запропонований метод надає можливість вирішити актуальну медичну задачу – адекватно оцінити уражені кровоносні судини, що дуже важливо як при ранньої діагностиці так і при проведенні терапевтичного лікування або хірургічного втручання та задовольняє таким важливим критеріям як: безпека, достовірність, простота, невелика вартість і є повністю неінвазивним.

Інтерес представляє практична реалізація методу для виявлення порушень кровоплину в організмі на ранній стадії. Особливо це важливо при діагностуванні порушень капілярного кровоплину, що призводить до тяжких ускладнень.

Мета даної роботи полягає у демонстрації можливостей запропонованого авторами [3] комплексного методу неінвазивних досліджень БО, на прикладі контролю динаміки транскутанного (черезшкірного) рО<sub>2</sub> підшкірних тканин нижніх кінцівок.

#### Постановка задачі

Важливим фактором визначення ступеню патології судин дистальних відділів кінцівок є порушення кисневого статусу (КС) підшкірних тканин, яке проявляється у виді реґіонарної гіпоксії. Одним із методів контролю за ступеню ішемії є транскутанне вимірювання рО<sub>2</sub> у підшкірних тканинах, значення якого дуже добре корелює з рО<sub>2</sub> артеріальної крові як у новонароджених дітей, так і у дорослих [4].

Найбільшу інформативність цей показник має при проведенні функціональних проб [5]. Справа в тому, що величина рО<sub>2</sub> є результуючою функцією яка залежить від ряду факторів, таких як тканинне дихання, коефіцієнт дифузії О<sub>2</sub> і його парціальний тиск в артеріальної крові, порушення місцевого кровоплину і т. інш.

Незважаючи на велику кількість робіт присвячених вивченню рО<sub>2</sub> у підшкірних тканинах в умовах ішемічних навантажень і подальшої постішемічної реактивної гіперемії, досліджень пов'язаних зі зміною цього показника при проведенні функціональної проби в сполученні з контролем температурних змін, у доступній науковій літературі не виявлено.

В роботах [6, 7] показано, що технічні можливості сучасної інфрачервоної термографії (ІЧТ) надають можливість широко використовувати її у біомедичних дослідженнях. Термограф реєструє теплове випромінювання, що надходить з поверхні ШП, а отримані термограми являють собою теплові проекції тих, або інших органів (судин) на ШП.

Одночасний моніторинг розподілу поверхневої температури і рО<sub>2</sub> у підшкірних тканинах дозволяє швидше і більш достовірно отримувати інформацію про стан судин та мікросудин, а також додаткову інформацію про тканинне дихання, ступінь розвитку компенсаторних механізмів, зміни метаболізму при різних патологічних станах, що пов`язано з порушенням біохімічної синхронізації, як самої чутливої і самої дієвої.

## Інструментальна складова і методика досліджень

У якості інструментальної складової методу використовувався розроблений раніше лабораторний дослідницький комплекс «ОксіТерм» (рис. 1), можливості якого описано в роботі [2]. До складу комплексу входить термографічний канал (1) для дистанційної реєстрації ІЧ випромінювання пацієнта, реалізований на матричному термографі ThermaCAM E300 в діапазоні 7–14 мкм, канал контролю КС організму (2), реалізований на базі пристрою [8] з транскутанним сенсором кисню (TCK), персональний комп'ютер (ПК) типу Notebook (3) і спеціально розроблений штатив (4).

Дослідження проводились в навчальнонауковій лабораторії неінвазивних методів досліджень біологічних об`єктів НТУУ «КПІ», у приміщенні обладнаному згідно вимог [9].

В дослідженнях добровільно приймали участь студенти і співробітники санаторіюпрофілакторію університету, у віці від 20 до 60 років, як з відомими діагнозами, встановленими традиційними методами, так і пацієнти без ознак патологій.

Дослідження проводились у стані спокою і функціональних навантажень. Було використано навантаження двох видів:

1. Підняття ніг під кутом 45° над горизонтальною поверхнею і утримання їх в такому положенні на протязі 3–5 хвилин, що змінює в основному тільки реґіонарний тонус судин. 2. Штучна ішемія проксимального відділу кінцівки, яку створювали за рахунок 3-х мінутної компресії стегна за допомогою пневматичної манжети, що різко змінює як тонус судин, так і об'єм кровоплину в кінцівках.



Рис. 1 Зовнішній вигляд дослідницького комплексу «ОксіТерм»

Після визначення місця порушення кровоплину на ШП згідно температурних градієнтів отриманих за допомогою методу ІЧТ, проводився контроль рО<sub>2</sub> в межах термоаномальних зон транскутанним методом.

Реєстрували такі показники КС підшкірних тканин як час половини витрачення запасу  $O_2(T_{1/2})$ , час повного витрачення запасу  $O_2(T_0)$ , час відновлення  $pO_2(T_r)$  та час максимального приросту  $O_2(T_{max})$  під час ішемічного навантаження і на протязі 5-ти хвилин постішемічної реактивної гіперемії.

При оцінці ступеню функціональних розладів мікросудин в області термоаномальної зони, до уваги брали два фактори: градієнт температури між епіцентром термоаномальної зони й навколишніми тканинами, та величину термоаномальної зони. Чим вищий градієнт температури, тим сильніша виразність патологічних розладів. Величину від 0,5°C до 1,2°C приймали як помірну виразність патологічних зрушень, а та, що перевищує 1,2°C – як високу.

Отримана в такий спосіб інформація є вихідною базою для неінвазивних досліджень за даним методом.

## Результати досліджень і їх аналіз

Результати проведених досліджень показали, що транскутанно визначений показник pO<sub>2</sub> в підшкірних тканинах стіп у осіб з ознаками патології судин нижніх кінцівок, після визначення термоаномальних зон на поверхні ШП, у стані спокою відрізнявся від показників у здорових людей (табл. 1).

Таблиця	1.	Показники	pO₂ y	спокої
---------	----	-----------	-------	--------

Об`єкт досліджень	Кількість	рО <sub>2</sub> ,
	вимірів	мм рт. ст.
Особи без ознак патології	32	58,2±1,6
Особи з ознаками патології різного ступеню	16	(43,2–15,5)±3

Результати наших досліджень співпадають з даними інших і дослідників, котрі спостерігали зниження pO<sub>2</sub> у осіб з патологією судин нижніх кінцівок [10].

При аналізі результатів досліджень які проводились з використанням дозованих навантажень, нами було виявлено декілька варіантів змінювання pO<sub>2</sub> при зміні положення кінцівок.

У осіб без судинних патологій нижніх кінцівок, у котрих на термограмах було відмічено добре кровонаповнення судин і нормальний судинний тонус (рис. 2), при підніманні ніг під кутом 45° з горизонтального положення, величина рО<sub>2</sub> знижувалась на 15–28% у порівнянні з початковим положенням.



Рис. 2 Термограма нижніх кінцівок пацієнта М. з нормальним судинним тонусом

2. У осіб з підвищеним судинним тонусом (рис. 3) після навантаження, рО<sub>2</sub> у підшкірних тканинах і місцевий кровоплин практично не змінювались, або незначно знижувались (до 10% початкового стану).



Рис. 3 Термограма нижніх кінцівок пацієнта К. з підвищеним судинним тонусом. Температурні градієнти складають від 0,7°С до 1,0°С

3. У осіб з порушенням кровопостачання (рис. 4) після навантаження було відмічено значне зниження як місцевого кровоплину, так і рО<sub>2</sub> в тканинах на 50% і більше у порівнянні з почат-ковим положенням.



Рис. 4 Термограма (пацієнт С.) з явно вираженою патологією судин нижніх кінцівок (градієнт температури складає 1,8°С)

Низький рівень pO<sub>2</sub> і різке його коливання у зв'язку зі зміною положення кінцівки у осіб з явними ознаками патології (візуальна блідість кінцівки, зниження температури, що підтверджується термограмою) можна пояснити порушенням процесу авторегуляції кровоплину, зниженням перфузійного тиску судин ШП дистальних відділів кінцівки.

При проведенні ішемічної проби (або проби на реактивну гіперемію), у осіб без ознак патології, відбувалося постійне зниження рівня pO<sub>2</sub> і місцевого кровоплину. Час зниження pO<sub>2</sub> до 0 мм рт. ст. залежав від початкового рівня pO<sub>2</sub>. Швидкість падіння складала 24–16 мм рт. ст./хв.

Аналіз динаміки O<sub>2</sub> під час навантаження (перетинання стегна пневмоманжетою) показав, що показник *T*<sub>1/2</sub> в стадії компенсованої ішемії не відрізняється від показників здорових людей.

В таблиці 2 наведено показники транскутанного рО<sub>2</sub> в підшкірних тканинах нижніх кінцівок в процесі проведення ішемічного навантаження і постішемічної реактивної гіперемії у здорових осіб і тих хто страждає хронічною ішемією різного ступеню.

Габлиця 2. Пон	азники рО₂	при наван	таженнях
----------------	------------	-----------	----------

Показники,	Досліджувані особи			
XB.	без ознак	з ознаками		
	патології	патології		
T <sub>1/2</sub>	1,5±0,5	(1,3–0,6)±0,1		
$T_0$	2,8±0,2	(2,3–1,9)±0,2		
Tr	3,1±0,5	(4,2–4,5)±0,2		
T <sub>max</sub>	4,4±0,1	(5,3–5,8)±0,4		

На рис. 5 представлені графіки змінювання pO<sub>2</sub> в підшкірних тканинах стопи у здорових осіб i осіб з хронічною ішемією нижніх кінцівок при проведенні ішемічного навантаження і в постішемічний період.

Повне витрачення запасу O<sub>2</sub> (нульовий рівень), в процесі 3-х хвилинного ішемічного навантаження реєструвалося не у всіх досліджуваних. У здорових пацієнтів у 65% випадків був зареєстрований нульовий рівень (в кінці третьої хвилини ішемії). У осіб з патологією він був відмічений у 80% випадків.



Рис. 5 Динаміка рО<sub>2</sub> у підшкірних тканинах: *а* – у здорових осіб; *б,в* – у осіб з патологією судин нижніх кінцівок різного ступеню

Показник  $T_0$  в умовах хронічної ішемії було знижено на 15–20%, а показник  $T_r$  після ішемічного навантаження в умовах хронічної ішемії нижніх кінцівок був вище в середньому на 32% відносно показників у здорових осіб.

Прирощення транскутанного pO<sub>2</sub> після ішемічного навантаження реєструвалося не у всіх досліджуваних. В групі здорових осіб воно спостерігалося в 83% випадків, при патологічному стані різного ступеню – від 62 до 60%. Час прирощення pO<sub>2</sub> в умовах хронічної ішемії був виший на 20– 30% (в залежності від ступеню патології).

Проведення ішемічного навантаження показує, що у здорових людей повне витрачення запасу O<sub>2</sub> спостерігається наприкінці часу оклюзії, відновлення pO<sub>2</sub> здійснюється через інтервал часу, рівний часу ішемічного навантаження. Час розходу половини запасу O<sub>2</sub> рівний половині часу ішемічного навантаження. У більшості досліджуваних осіб без ознак патології, відмічено прирощення O<sub>2</sub> після проведення ішемічного навантаження, хоча в середньому це виражається у вигляді тенденції до зростання.

Час розходу половини запасу припадає на середину часу проведення ішемічного навантаження, що співпадає з даними інших дослідників [18].

Час половини та повного розходу O<sub>2</sub> менший ніж у здорових людей. Час відновлення pO<sub>2</sub>, час прирощення O<sub>2</sub> значно виший за норму (рис. 5).

В стадії компенсованої ішемії у осіб з патологією судин нижніх кінцівок не спостерігалось різко вираженого порушення КС підшкірних тканин. Можливо цьому заважає розвиток деяких довгострокових компенсаторних реакцій на гіпоксичні навантаження.

Аналіз досліджень показав, що діагностичну цінність (як маркер патології) представляє в основному час початку збільшення pO<sub>2</sub> (після декомпресії) і час релаксації (час повернення показника pO<sub>2</sub> к початковому рівню).

Питання про те, чи дійсно показники pO2 в підшкірних тканинах і характер термограм під час функціональних проб відображують ступень порушення кровопостачання, є важливим. Для цього було проведено співставлення показників часу початку збільшення рО2 і часу повернення величини рО2 до початкового значення після зняття компресії з кінцівки з ознаками клінічних проявів патології судин, а також з даними ІЧ термографії і отримано високий корелятивний зв'язок зі ступеню порушення кровопостачання при судинних патологіях. Той факт, що у осіб з неураженими судинами ніколи не змінюється час початку зростання рО2, надає можливість інтерпретації всіх випадків його уповільнення як порушення кровопостачання, що можна розглядати як реальний патологічний маркер (діагностичний показник).

Враховуючі вищенаведене, можна відмітити, що у порівнянні з візуальним визначенням початку реактивної гіперемії, дані транскутанного визначення pO<sub>2</sub> і характер теплових полів на термограмах, більш чітко і об'єктивно вказують на ступень порушення кровообігу при різних патологіях судин нижніх кінцівок.

Таким чином, вірна інтерпретація термограм і подальший транскутанний контроль pO<sub>2</sub> уражених судин нижніх кінцівок при різних навантаженнях, дають можливість об'єктивно оцінювати КС підшкірних тканин і судити про функціональний стан периферичного кровоплину уражених судин.

Спільний тепловізійний і кисневий моніторинг можуть бути використані також під час оцінки ефективності лікування, для визначення показників до хірургічного втрачання, а також для контролю кровоплину при реконструктивних операціях на судинах кінцівок.

## Висновки

1. Комплексний метод на основі дистанційного визначення температурних градієнтів і контролю кисневого статусу у підшкірних тканинах шляхом транскутанного визначення рО<sub>2</sub>, достатньо чутливий, більш фізіологічний ніж інші методи дослідження функціонального стану БО і може бути рекомендований як діагностичний, що об'єктивно відображує кисневий статус і кровопостачання у осіб з різними патологіями судин нижніх кінцівок.

2. У осіб з патологіями судин нижніх кінцівок значення парціального тиску кисню у підшкірних тканинах, отримане за допомогою транскутанного методу, нижче ніж у здорових. Час витрачення половини и повного запасу кисню – знижений.

3. Діагностичну цінність, при проведенні ішемічної проби, представляє час початку прирощення парціального тиску кисню після зняття компресії стегна. Наявність збільшення цього часу може бути використано у якості патологічного маркеру порушення кровоплину кінцівки яка досліджується.

## Література

- Котовський В.Й., Ячник А.І., Довженко О.П., Ройтман Е.М., Шевченко В.В. Сучасний підхід до проблеми ранньої діагностики захворювань судинної системи /Электроника и связь – №6(35) – 2006 – с. 24–29.
- 2. Заключний звіт
- В.Й. Котовський, В.І. Микитенко, Е.М. Ройтман Метод функціональної діагностики стану мікросудинної системи на основі обміну кисню та теплового випромінювання / Электроника и связь. – Тематический выпуск "Проблемы электроники", ч. 2 – Киев – 2007 – с. 83 – 85.

 Matsen F.T., Burgess E.M., Wyss C.R. et al. Transcutaneous oxygen tension as predictor of wound healing // J. Rehobil. Res. And Dev. 1986. V. 24. №1. P. 234

- Rosfors S., Celsing F., Eriksson M. Transcutaneous oxygen pressure measurements in patients with intermitted claudication //Clin. Phisiol. 1994. V. 14. № 4. P. 385
- Ю.П. Дегтярев, В.И. Дунаевский, В.И. Котовский и др. Место и роль дистанционной инфракрасной термографии среди современных диагностических методов / Электроника и связь. – Тематический выпуск "Электроника и нанотехнологии". – №2 – Киев – 2010 – с. 192 – 196.
- Ю.П. Дегтярев, С.А. Мироненко, В.И. Нечипорук, и др. Применение дистанционной инфракрасной термографии в диагностике заболеваний и последствий травм у спортсменов / Электроника и связь. – Тематический выпуск "Электроника и нанотехнологии", ч. 1 – №2-3 – Киев – 2009 – с. 220 – 223.
- В.Й. Котовський, В.Л. Осауленко, П.О. Івченко Канал контролю парціального тиску кисню у міжклітинній рідині /Электроника и связь. – Тематический выпуск "Электроника и нанотехнологии". – №2 – Киев – 2010 – с. 122 – 126.
- Котовський В.Й. Обґрунтування вимог до умов проведення термографічних досліджень біологічних об`єктів /Вісті академії інженерних наук України – № 2(39) – 2009 – С. 6 – 11.
- Forconi S., Sani P., Cappelli R. et al. T<sub>c</sub>PO<sub>2</sub> at different temperatures in studying circulation of healthy subjects and of patients suffering from peripheral arterial disease: 17-th Eur. Conf. Soc. Microcirc. London, Juli 5-10, 1992 //Int. J. Microcirc. Clin. And Exp. 1992. V.11. Suppl. №1. P. 50

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

## УДК 612.117.5

І.О. Куцман, Р.М. Чобік, А.М. Пасічник, В.Ф. Заворотний, канд. фіз.-мат. наук

## Метод зменшення впливу дисгемоглобінів на результати пульсоксиметрії

Розглянуто теоретичні основи впливу сторонніх форм гемоглобіну на точність пульсоксиметра, змодельовано вплив карбокси- та метгемоглобіну на точність визначення насиченості киснем крові методом пульсоксиметрії. Отримано графіки залежності похибки визначення насиченості крові киснем від довжини хвилі вимірювального каналу при різних концентраціях карбоксита метгемоглобіну. Запропоновано метод зменшення впливу дисгемоглобінів на точність пульсоксиметра.

The basical principles of abnormal hemoglobins effect on pulsoximetry are exemined. The simulation of abnormal hemoglobins effect on pulsoximetry was carried on and the relative error-measuring wavelength diagram was obtained. The method for abnormal hemoglobins effect reducing is introduced.

Ключові слова: пульсоксиметрія, карбоксигемоглобін, метгемоглобін, спектрометрія, насиченість крові киснем, спектр поглинання

#### Вступ

Насиченість гемоглобіну крові киснем є фундаментальним показником життєдіяльності людини. Широке застосування пульсоксиметрії як спектрофотометричного методу для визначення цього показника пояснюється тим, що світло має здатність переносити значні потоки інформації при невеликій потужності, практично не впливаючи на стан об'єкта, не руйнуючи його, може проникати в об'єкт на значну глибину, діяти дистанційно. Оскільки пульсоксиметри вимірюють всі параметри неінвазивним методом, то на точність його показів впливають зовнішні та внутрішні фактори. Потенційна можливість виникнення похибок закладена в самому принципі вимірювання насиченості киснем крові та частоти пульсу і в його технічній реалізації [1]. Шкода, якої вони можуть завдавати в операційних та палатах інтенсивної терапії, досить серйозна, оскільки хибна інформація приводить до прийняття неправильних рішень.

Проблемі впливу різних факторів на точність пульсоксиметрії присвячено багато уваги в науковій літературі [2]. В роботі [3] зокрема перераховуються основні похибки, що призводять до похибок діагностики та вказуються основні методи усунення або зменшення впливу дестабілізуючих факторів пульсоксиметра.

Однак в літературі недостатньо, на наш, погляд висвітлено питання впливу сторонніх домішок гемоглобіну.

Метою даної роботи є дослідження впливу дисгемоглобінів на точність показів пульсоксиметра та знаходження методу його зменшення.

## 1. Деякі теоретичні відомості про пульсоксиметрію

Дія пульсоксиметрів заснована на специфічних спектрах поглинання молекул гемоглобіну, які переносять кисень з легень до всіх частин тіла і входять до складу еритроцитів – червоних кров'яних тілець. В альвеолах легкі молекули гемоглобіну (Hb) хімічно приєднують до себе кисень, перетворюючись на оксигемоглобін (HbO<sub>2</sub>). З потоком крові вони потрапляють в різні органи і біологічні тканини тіла, де молекули HbO<sub>2</sub> дисоціюють, віддають кисень навколишнім клітинам і перетворюються у відновлений гемоглобін Hb. Таким чином, кисень переноситься лише оксигенізованою формою гемоглобіну HbO<sub>2</sub>.

Спектри поглинання різних форм гемоглобіну досліджено в роботі [4] (рис. 1).



Довжина хвилі світла



Визначення рівня насиченості киснем гемоглобіну відбувається двоканальним методом. Обирають дві різні довжини хвиль: опорну (в тій частині спектру, де оксигемоглобін та відновлений гемоглобін поглинають однаково слабо, наприклад, при при довжині хвилі  $\lambda_{on} = 840$  нм) та вимірювальну (в тому спектральному діапазоні, де коефіцієнти поглинання молекул оксигемоглогемогобіну біну та відновленого значно відрізняються, наприклад, при λ<sub>вим</sub> =650 нм). Якщо крізь якусь частину спектра, наприклад, мочку вуха чи палець пропустити промінь світла, в якому є спектральні складові вказаних довжин хвиль, то при проходження крізь тіло складова з вимірювальною довжиною хвилі поглинатиметься сильніше. На виході вона виявляється значно слабшою, ніж опорна складова. Інтенсивність виміряної складової до того ж тим менша, чим нижче рівень насиченості крові киснем.

Інтенсивність світла на виході з тіла опорного та вимірювального сигналів може бути визначена за рівняннями (1) та (2):

$$I_{on} = T_{on} \cdot I_{on,0} \exp\left(-\left(k_{Hb,on}C_{Hb} + k_{Hb0,on} \times C_{Hb0} + k_{COHb,on}C_{COHb} + k_{MetHb,on}C_{MetHb}\right)d\right)$$
(1)

$$I_{\textit{BUM}} = T_{\textit{BUM}} \cdot I_{\textit{BUM},0} \exp\left(-\left(k_{\textit{Hb},\textit{BUM}}C_{\textit{Hb}} + k_{\textit{Hb}O,\textit{BUM}} \times (2 \times C_{\textit{Hb}O} + k_{\textit{COHb},\textit{BUM}}C_{\textit{COHb}} + k_{\textit{MetHb},\textit{BUM}}C_{\textit{MetHb}}\right)d\right)$$

де  $T_{on}$  та  $T_{sum}$  - коефіцієнти пропускання світла шкірою на довжинах хвиль  $\lambda_{on}$  та  $\lambda_{sum}$ відповідно;  $I_{on,0}$  та  $I_{sum,0}$  - інтенсивності світла на вході в тіло на довжинах хвиль  $\lambda_{on}$  та  $\lambda_{sum}$ ;  $k_{Hb,on}$ ,  $k_{HbO,on}$ ,  $k_{COHb,on}$ ,  $k_{MetHb,on}$  - молярні коефіцієнти поглинання різних форм гемоглобіну на довжині світла опорного каналу;  $k_{Hb,sum}$ ,  $k_{HbO,sum}$ ,  $k_{COHb,sum}$ ,  $k_{MetHb,sum}$  - молярні коефіцієнти поглинання різних форм гемоглобіну на довжині світла вимірювального каналу;

С<sub>*Hb*</sub>, С<sub>*HbO*</sub>, С<sub>*COHb*</sub>, С<sub>*MetHb*</sub> - молярні концентрації різних форм гемоглобіну. *d* - довжина шляху світла в тканині (товщина пальця).

Слідуючи теоретичним викладкам роботи [3], у випадку застосування опорного та вимірювального каналів з довжинами хвиль  $\lambda_{on} = 840$  нм та  $\lambda_{eum} = 660$  нм отримаємо спрощену формулу, за якою і розраховується рівень кисню в крові в стандартних пульсоксиметрах:

$$S = \frac{k_{Hb,sum} - ak_{HbO,on}}{k_{Hbsum} + k_{HbO,sum} - a(k_{Hb,sum} + k_{Hb,on})}$$
(3)  
the  $a = \frac{\ln(T_{sum}I_{sum,0}/I_{sum})}{\ln(T_{on}I_{on,0}/I_{on})}.$ 

Однак в крові присутні й інші форми гемоглобіну, зокрема карбоксигемоглобін й метгемоглобін. В нормі вміст карбоксигемоглобіну в крові невеликий – 0-2%, і практично не впливає на величину насичення киснем. В курців вміст карбоксигемоглобіну може досягати 10-12%, при гострих отруєннях чадним газом він може перевищувати 30%. При рівні карбоксигемоглобіну більше 50% можливі судоми, кома та летальні наслідки. Нормальна концентрація метгемоглобіну в крові – 0,2-0,6%. Метгемоглобінемія виникає внаслідок дії на гемоглобін метгемоглобіноутворюючих речовин, при отруєнні речовинами, що містять нітро- та аміногрупу. Метгемоглобінемія більше 70% може призвести до летальних наслідків.

Реальний вміст оксигемоглобіну становитиме:

$$S = \frac{C_{HbO}}{C_{HbO} + C_{Hb} + C_{MetHb} + C_{COHb}}$$
(4)

де  $C_{HbO}$  - молярна концентрація оксигемоглобіну,  $C_{Hb}$  - молярна концентрація відновленого гемоглобіну,  $C_{MetHb}$  - молярна концентрація метгемоглобіну,  $C_{COHb}$  - молярна концентрація карбоксигемоглобіну.

## 2. Моделювання впливу дисгемоглобінів на роботу пульсоксиметра

Моделювання проводилося в програмному середовищі MatLab. Розраховувалася відносна похибка вимірювання показів пульсоксиметра, що виникає внаслідок відхилення рівня кисню в крові, розрахованого за формулою (3) від реального вмісту кисню (4). На величину похибки головним чином впливають значення коефіцієнтів поглинання світла різними формами гемоглобіну на опорній та вимірювальній довжині світа та їх концентрації.

Розрахунки проводилися окремо для випадків підвищеного вмісту карбокси- та метгемоглобіну. При розрахунках загальна концентрація гемоглобіну вважалася рівною 2,55 моль/м<sup>3</sup> (відповідає 170 г/моль гемоглобіну). Концентрація дезоксигемоглобіну становила 2% від загальної концентрації гемоглобіну, рівень карбокси-/метгемоглобіну задавалися рівними 0, 12, 24, 35, 47 та 58%, концентрація оксигемоглобіну – відповідно 98, 86, 74, 63, 51 та 40%.

Інтенсивності світлових променів взято 1мкд, коефіцієнти пропускання опорного та вимірювального каналів – 60 та 20%.

Довжина опорного каналу – 840 нм. Довжина світла вимірювального каналу задавалася в межах діапазону від 600 до 920 нм.

При моделюванні були отримані графіки залежності відносної похибки пульсоксиметрії від довжини хвилі світла вимірювального каналу при концентраціях карбокси- та метгемоглобіну 0, 12, 24, 35, 47 та 58% (див. рис. 2,3).



Рис. 2. Залежність відносної похибки пульсоксиметра від довжини хвилі вимірювального каналу при різних концентраціях карбоксигемоглобіну



## Рис. 3. Залежність відносної похибки пульсоксиметра від довжини хвилі вимірювального каналу при різних концентраціях метгемоглобіну

Отримані результати підтверджують доцільність використання в якості вимірювального каналу світла з довжиною хвилі 660 нм при фізіологічних концентраціях карбокси- та метгемоглобіну. Однак зі зростанням концентрації дисгемоглобіну похибка вимірювання зростає. При довжині хвилі вимірювального каналу >790 нм покази пульсоксиметра будуть недостовірними в зв'язку зі схожістю коефіцієнтів поглинання на опорній та вимірювальній довжині хвилі.

## 3. Метод зменшення впливу дисгемоглобінів на результати пульсоксиметрії

Для зменшення впливу сторонніх форм гемоглобіну на визначення рівня насиченості киснем гемоглобіну, пропонується визначати додатково концентрації карбокси- та метгемоглобіну тим же способом, що й оксигемоглобін (двоканальним спектрометричним методом). Тобто, потрібно обрати два канали для визначення концентрації карбоксигемоглобіну і два – для визначення метгемоглобіну. Як і для оксигенізованої форми гемоглобіну, довжину світла для вимірювального каналу слід обирати в тій частині спектру, де коефіцієнти поглинання карбокси- та метгемоглобіну сильно відрізняються від інших форм гемоглобіну. В якості опорного каналу обиратимемо довжину світла, при якій коефіцієнти поглинання однакові для різних форм гемоглобіну.

Для визначення концентрації метгемоглобіну можна обрати в якості опорного каналу довжину світла 660 нм (коефіцієнт поглинання метгемоглобіну та деоксигемоглобіну однакові), а в якості вимірювального – 840 нм (поглинання світла метгемоглобіном – більше, ніж в інших форм).

З тих же міркувань, можна обрати опорний канал для карбоксигемоглобіну з довжиною хвилі 550 нм, а в якості вимірювального – 840 нм. Однак визначення концентрації карбоксигемоглобіну матиме свою специфіку. На довжині хвилі 840 нм світло поглинається найменш інтенсивно, порівняно з іншими формами гемоглобіну. Тому чим більшою буде концентрація карбоксигемоглобіну, тим інтенсивнішим буде світло вимірювального каналу на виході з тіла. Це потрібно врахувати при математичній обробці даних пульсоксиметра.

При розробці програмного забезпечення пульсоксиметра також потрібно врахувати те, що зі зростанням концентрації дисгемоглобіну концентрація оксигемоглобіну зменшується.

Довжини хвиль 660 нм та 840 нм, що мають слугувати опорними та вимірювальними каналами для визначення концентрації дисгемоглобінів вже застосовуються в стандартних пульсоксиметрах. Тобто, потрібно ввести лише один додатковий канал 550 нм для підвищення точності пульсоксиметра.

Для практичної реалізації методу розробляється макет на основі програмованої системи на кристалі, в котрий закладено алгоритм та схеми вимірювання поглинання на чотирьох довжинах хвиль (вимірювання по кожному каналу рознесені в часі за рахунок комутації вхідних та вихідних кіл). В систему закладена також попередня обробка сигналів та температурна компенсація.

## Висновки

В роботі змодельовано вплив дисгемоглобінів на результати показів пульсоксиметрії. Отримано графіки залежності величини відносної похибки вимірювання пульсоксиметрії від довжини хвилі вимірювального каналу при різних концентраціях карбокси- та метгемоглобіну. Встановлено, що зі збільшенням концентрації дисгемоглобіну зростає похибка вимірювання пульсоксиметра. Для зменшення впливу дисгемоглобінів на результати пульсоксиметрії запропоновано ввести додаткові спектральні канали для визначення і компенсації концентрації дисгемоглобінів.

## Література

 Мосійчук В.С. Аналіз шляхів боротьби з артефактами при реєстрації пульсової хвилі фотоплетизмографічним методом / В. С. Мосійчук // Вісник НТУУ "КПІ". Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2007. – №34. – С.133-137.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

- 2. Sendak MJ, Harris AP, Donham RT. Accuracy of pulse oximetry during arterial oxyhernoglobin desaturation in dogs. Anesthesiology 1988; 68:111-114.
- Шурыгин И.А., «Мониторинг дыхания: пульсоксиметрия, капнография, оксиметрия» М.: "Издательство БИНОМ", 2000. - 301 с.
- 4. *W.G.Zijistra*, A.Buursma, and W.P.Meeuwsenvan der Roest. Absorption Spectra of Human Fetal and Adult Oxyhemoglobin, De-Oxyhemoglobin, Carboxyhemoglobin, and Methemoglobin. CLIN.CHEM.37/9 1991; 1633-1638.

УДК 615.832.9

А.Я. Жарков<sup>1</sup>, Я.В. Жарков<sup>1</sup>, М.М. Коваленко, д-р мед. наук<sup>2</sup>, Р.І. Янчій, д-р біол. наук<sup>3</sup>

# Залежність стабілізації заданої температури аплікатора кріохірургічної установки «Кріо-Пульс» від надлишкового тиску в кріостаті

Описываются эксперименты, позволившие определить оптимальные значения избыточного давления в криостате универсальной автоматизированной криохирургической установки «Крио-Пульс», которые обеспечивают минимальное отклонение температуры рабочей поверхности аппликатора от заданной – минус 180°С, минус 100°С, 0°С. Даны рекомендации по определению оптимального избыточного давления для каждого аппликатора и каждого температурного уровня криовоздействия.

The experiments which allowed to define the optimal values of surplus pressure in cryostat by the universal automated cryosurgical device "Cryo-Pulse" which provide minimal deviation of the applicator working surface temperature from a set value of minus 180°C, minus 100°C, 0°C are described. Recommendations on determination of the optimum surplus pressure for every applicator and every temperature level of cryoinfluence are given.

Ключевые слова: криохирургия, криохирургическая установка, аппликатор, криовоздействие, избыточное давление.

#### Вступ

Кріохірургічний метод лікування – руйнування патологічної тканини шляхом глибокого охолодження (кріодеструкція) – входить в перелік найбільш дієвих та ефективних методів при лікуванні онкологічних захворювань.

Кріохірургія відноситься до методів лікування, ефективність застосування яких суттєво залежить від технічних можливостей кріохірургічної техніки. Кріобіологічні дослідження дозволили визначити основні механізми кріодеструкції біологічної клітини [1, 2], які, в свою чергу, стали основою технічних вимог до кріохірургічної апаратури. Виконання вищезазначених умов забезпечує гарантовану кріодеструкцію заданого об'єму патологічної тканини. До основних технічних вимог відносяться висока холодильна потужність кріохірургічного апарату та можливість з високою точністю досягати, вимірювати та утримувати задану температуру робочої поверхні аплікатора із робочого температурного

діапазону від 0°С до мінімально можливої, але не вище мінус 180°С.

Висока холодильна потужність забезпечується особливою організацією теплообмінних процесів безпосередньо в теплообмінній камері аплікатора і не є темою даних досліджень.

Здатність кріохірургічного апарату вимірювати і утримувати з високою точністю задану температуру робочої частини аплікатора є важливим для лікаря параметром. Динаміка росту замороженої зони патологічної тканини, її об'ємні розміри прямо залежать від температури кріодії (температури робочої поверхні аплікатора). Тому достовірна інформація про температуру кріодії дозволяє лікарю в залежності від конкретної кріохірургічної операції вибирати оптимальні значення температури аплікатора та часу кріодії. Крім того, точне вимірювання температури кріодії дозволить для прогнозування зони кріодеструкції застосовувати математичне моделювання і візуалізацію на екрані монітора динаміки росту замороженої зони на будь-якому органі. Це особливо важливо в разі виконання кріохірургічної операції в закритих для візуального спостереження областях.

## Основна частина

Стабілізація температури робочої частини аплікатора універсальної автоматизованої кріохірургічної установки «Кріо-Пульс» на попередньо заданому рівні виконується за наступним принципом. Температура кріодії аплікатора контролюється вмонтованим в його робочу частину напівпровідниковим термодатчиком (рис. 1).

Конструктивно термодатчик захищений від потоку зрідженого чи газоподібного кріоагенту, що забезпечує високу точність вимірювання реальної температури робочої частини аплікатора. В режимі охолодження аплікатора в його теплообмінну камеру поступає зріджений азот. Після досягнення температури кріодії попередньо встановленого значення з робочого діапазону температур (20 – мінус 180°С), блоком керування установки перекривається доступ кріоагенту в теплообмінну камеру закриттям



## Рис. 1. Аплікатор універсальної автоматизованої кріохірургічної установки «Кріо-Пульс» 1 – корпус; 2 – порувата структура; 3 – напівпровідниковий вимірювач температури; 4 – робоча частина аплікатора; 5 – електричний роз'єм.

відповідного електромагнітного клапану, який знаходиться в кріозонді установки в магістралі прямого потоку кріоагенту в безпосередній близькості від аплікатора. Після википання в теплообмінній камері зрідженого кріоагенту температура робочої частини аплікатора (а значить і терморезистора) підвищується завдяки тепловому потокові від органу пацієнта, який підлягає кріодеструкції. Після цього електромагнітний клапан відкриває доступ в теплообмінну камеру нової порції зрідженого кріоагенту.

Таким чином, температура робочої поверхні аплікатора залежить від кількості зрідженого азоту, який поступає в теплообмінну камеру в результаті наявності надлишкового тиску в кріостаті кріохірургічної установки. Очевидно, що для досягнення та утримання заданої різної температури робочої частини аплікатора необхідна різна кількість зрідженого кріоагенту. Метою даної роботи є визначення оптимального надлишкового тиску в кріостаті для трьох температурних рівнів кріодії – 0°С, мінус 100°С, мінус 180°С.

В даній роботі досліджувався аплікатор Ø 25 мм.

Функціональна схема вимірювального стенду показана на рис. 2 [3].

Основою стенду є термостат ємністю 3 л з подвійними стінками. Теплоізоляція внутрішнього об'єму термостату від зовнішнього середовища забезпечувалась вакуумуванням простору між стінками термостату до залишкового тиску 1х10<sup>-4</sup> мм рт. ст.

Модельне середовище – дистильована вода

при температурі 37 <sup>о</sup>С об'ємом 3 дм<sup>3</sup>. Температура кріодії вимірювалась термодатчиком, вмонтованим в робочу частину аплікатора (рис. 1).

Точність вимірювання температури за результатами досліджень є достатньою на рівні похибки ± 1 °C. Час обробки інформації з моменту отримання сигналу від термопари до відображення його, наприклад, на моніторі комп'ютера не перевищує 1 с. Дані умови є достатніми для отримання експериментальних залежностей стабілізації температури робочої поверхні аплікатора від надлишкового тиску в кріостаті.

Температура модельного середовища протягом всього часу експерименту підтримувалась на рівні 37°C±1°C за допомогою блоку стабілізації температури, а саме, поперемінним вмиканням/вимиканням нагрівника, розміщеного безпосередньо в модельному середовищі, в залежності від сигналу термопари, розміщеної також в модельному середовищі. Рівномірність розповсюдження тепла від нагрівника по всьому об'єму модельного середовища забезпечувалась за допомогою електромагнітного перемішувача.

На рис. 3-5 зображена динаміка коливань температури робочої частини аплікатора навколо встановленої температури (мінус 180°С, мінус 100°С, 0°С) при різних значеннях надлишкового тиску в кріостаті.

Вимірювання температурних коливань починались після досягнення температури робочої частини аплікатора встановленого значення і продовжувались протягом трьох хвилин.



Рис. 3. Графік залежності точності стабілізації температури кріодії від надлишкового тиску в кріостаті при Т уст =-180 °С



Рис. 4. Графік залежності точності стабілізації температури кріодії від надлишкового тиску в кріостаті при Т уст =-100°С



Рис. 5. Графік залежності точності стабілізації температури кріодії від надлишкового тиску в кріостаті при Т уст =0°С

Із графіків видно, що кожен температурний рівень має своє оптимальне значення надлишкового тиску в кріостаті, при якому відхилення температури робочої поверхні аплікатора від встановленого значення є мінімальним.

Так, для температури мінус 180°С оптимальним для найкращої стабілізації температури кріодії є тиск 2,5 атм., який співпадає з оптимальним тиском виходу на робочий режим мінус 180°С [4]. Для температури мінус 100°С оптимальним для стабілізації температури кріодії є тиск ~ 2,0 атм., для температури 0°С – відповідно ~ 1,5 атм.

При мінімальній температурі кріодії мінус 180<sup>0</sup>С для утримання її значення при потужному тепловому потоці до поверхні кипіння в теплообмінній камері аплікатора, який обумовлений наявністю високого температурного градієнту, необхідна подача значної кількості зрідженого азоту, що забезпечує максимальний надлишковий тиск у кріостаті 2,5 атм.

З підвищенням встановленої температури кріодії зменшується температурний градієнт, а значить і тепловий потік до поверхні кипіння теплообмінної камери аплікатора. Тобто, з підвищенням встановленої температури кріодії зменшується оптимальний тиск для забезпечення її мінімальних відхилень.

## Висновки

 В будь-якому кріохірургічному апараті, який використовує для охолодження аплікатора теплоту фазового переходу кріоагенту, для кожного аплікатора існує конкретне значення оптимального надлишкового тиску в резервуарі з кріоагентом для кожної конкретної температури кріодії.

<sup>1</sup>НВФ «Пульс», г. Киев

<sup>2</sup>Национальный технический университет Украины

«Киевский политехнический институт»

<sup>3</sup>НМУ им. А.А. Богомольца, г. Киев

- Визначення та забезпечення оптимального надлишкового тиску в кріостаті для кожного аплікатора і кожного значення температури кріодії дозволить, по-перше, забезпечити високу точність стабілізації температури кріодії у всьому робочому діапазоні, подруге, суттєво зменшити витрати зрідженого кріоагенту.
- Описані в даній роботі вимірювання необхідно виконати для кожного аплікатора і їх результати внести в програму керування процесом кріодії.

## Література

- Фастовский В.Г., Петровский Ю.В., Ровинский А.Е. Криргенная техника // Москва. – «Энергия». – 1974. – 495 с.
- 2. *Терновой К.С.,* Гасанов Л.Г. и др. Низкие температуры в медицине. Киев: Наукова Думка, 1988. 279 с.
- Артименко А.М., Жарков А.Я., Кожевніков В.С., Коваленко М.М. Дослідження температурних полів зон заморожування кріохірургічним апаратом «Кріо-Пульс». Электроника и связь. Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии», ч. 1, 2009. С. 216-219.
- Жарков Я.В., Жарков А.Я., Баран М.М. Експериментальні дослідження параметрів аплікатора кріохірургічної установки з метою оптимізації теплових потоків. // ХХХ Международная научно-техническая конференция «Электроника и нанотехнологии», 13-15 квітня 2010 року, НТУУ "КПІ", м. Київ, Україна, 2010. – С. 159–163.

## Акустические приборы и системы

УДК 534.6

А.В. Коржик, канд. техн. наук

## Закономерности эффективности излучения звука антенной решеткой, состоящей из многомодовых цилиндрических электроупругих преобразователей

В условиях дифракционного взаимодействия круговых цилиндрических излучающих электроупругих преобразователей с разрезными электродами рассмотрена ситуация акустического разгружения и снижения эффективности излучения преобразователя за счет уменьшения активной составляющей импеданса излучения, что обусловлено взаимодействием по акустическому полю. Показано положительное влияние многомодовости и связанности мод колебаний преобразователей системы на эффект разгружения, практически исключающее отбор энергии преобразователем извне.

In the conditions of diffraction interaction of circular cylindrical radiating electroelastic transducer with cutting electrodes the acoustic unloading situation and decrease in efficiency of transducer radiation at the expense of an active component reduction of radiation impedance that is caused by interaction on an acoustic field is considered. Positive influence of multimode and coherence of fluctuations modes of system transducer on effect unloading, almost excluding selection of energy by the transducer from the outside is shown.

Ключевые слова: дифракционное воздействие, антенная решетка, преобразователь, разрезные электроды, импеданс излучения, мода колебаний.

## Введение

В электроупругих системах, работающих в жидкости в виду взаимосвязанности акустических и механических полей установившийся режим колебаний преобразователей есть результат взаимных многократных переотражений звуковых волн от преобразователей системы [1]. Очевидно, что указанные условия скажутся на характере нагружения преобразователей на рабочую среду, на форме характеристики направленности системы излучателей и на весьма критичном к внешним проявления изменения нагруз-

ки – акустическом импедансе излучения  $Z_i^{(s)}$ .

Таким образом, особое место при работе излучающих антенн занимает импеданс излучения  $Z_i^{(s)} = R_i^{(s)} - iX_i^{(s)}$ , характеризующий способность излучающей системы обеспечивать передачу звуковой энергии рабочей среде. Известно [2-4], что при определенных волновых условиях и количестве преобразователей N = 5 - 15, эффекты взаимодействия по акустическому полю могут приводить к значительному уменьшению активной составляющей сопротивления излучения R<sub>i</sub><sup>(s)</sup> центральных преобразователей системы излучения. Уменьшение, а также равенство нулю составляющей R<sub>i</sub><sup>(s)</sup> говорит о том, что s-й преобразователь при оставшимся неизменным электрическом возбуждении, прекращает излучать звуковую энергию в рабочую среду. В работах [3-5] даже описана ситуация, кода активная составляющая импеданса излучения становится отрицательной, показывая, что преобразователь из режима излучения звуковой энергии переходит в режим ее потребления, меняя таким образом свое физическое состояние. Такой отбор звуковой энергии приводит к снижению общей производительности антенны и создает опасность разрушения преобразователя. Там, же показано, что критическим расстоянием между таким взаимодействующими излучателями является половина длины волны в рабочей среде для выбранной рабочей частоты.

В упомянутых работах ситуация взаимодействия приведена для чисто радиальных колебаний кругового цилиндрического преобразователя. В нашем случае, когда преобразователем с разрезными электродами формируется поле, имеющее многомодовый характер, ситуации полного разгружения s -го преобразователя (как и отрицательных значений  $R_i^{(s)}$ ) достичь сложно. Это объясняется тем, что каждая мода имеет свои критические расстояния между элементами (в общем случае не совпадающие с расстояниями для других мод) [6,7], при которых взаимодействие приводит к минимизации полевых характеристик на поверхностях элементов решетки. Таким образом, при любых волновых соотношениях в силу связанности колебаний преобразователя, снижение значения полевой характеристики для одной моды будет компенсировано увеличение ее для другой. При этом полностью такая возможность теоретически исключена быть не может.

# Результаты расчетов и анализ полученных данных

Для выяснения обстоятельств взаимодействия такого рода рассмотрим антенные решетки из двух и трех элементов и определим характер изменения  $\operatorname{Re}\left\{Z_i^{(s)}\right\}$  и  $\operatorname{Im}\left\{Z_i^{(s)}\right\}$  в виде нормированных зависимостей от расстояния  $d, (d/\lambda)$  при возбуждении оболочек с парой разрезных электродов на частоте резонанса нулевой моды. На рис. 1 приведены результаты расчетов нормированных значений активной и реактивной составляющих  $Z_i^{(s)}$  преобразователей в зависимости о расстояния  $d, (d/\lambda)$  между преобразователями системы из N = 2 и N = 3 элементов в заданных условиях расчета.

Как видно из полученных результатов с ростом расстояния d,  $(d/\lambda)$  изменение  $R_i^s = \text{Re}\left\{Z_i^s\right\}$  характеризуется затухающими осцилляциями, которые имеют практически периодический характер, с образованием экстремумов в виде максимумов и минимумов. При этом период осцилляций составляет для N = 2, s = 1 и N = 3, s = 2 величину  $\lambda/2$ , определяемую между точками на поверхностях соседних цилиндров, положение которых определяется для цилиндра s = 1 углом  $\varphi_1 = 0^\circ$ , а для цилиндра s = 2 углом  $\varphi_2 = 180^\circ$ . Значение  $\lambda/2$  для случая N = 3, s = 1;3 отсчитывалось между фазовыми центрами преобразователей.

В рассматриваемых зависимостях наибольшие отличия между максимальными и минимальными значениями  $R_i^s$  по сравнению с одиночным цилиндром  $R_{i0}^1$  (кривая 4) составляют в случае использования решетки из N = 2 элементов (кривая 1, s = 1,2) до 6–7 дБ в области малых  $d/\lambda$  и до 15–17 дБ для случая использования решетки из N = 3 элементов (кривая 3, s = 2).

Таким образом, активная составляющая сопротивления излучения систем преобразователей содержит области значений импеданса как большие, так и меньшие  $R_{i0}^1$ .

Реактивная составляющая сопротивления  $X_i^s = \text{Im} \{Z_i^s\}$  характеризуется осизлучения цилляциями во всей области изменений  $d/\lambda$ для каждого из периодов  $\operatorname{Re}\{Z_i^s\}$ . При этом размах наибольший размах осцилляций - до 13-15 дБ с последующим затуханием. По отношению к значению реактивной составляющей импеданса одиночного цилиндра  $X_{i0}^1$ , рассматриваемое изменение X<sub>i</sub><sup>1</sup> крайних преобразователей в среднем незначительно отлично от  $X_{i0}^{1}$ . Отличие же  $X_{i}^{2}$  для центрального преобразователя решетки из N = 3 элементов составляет до ±12 дБ, а сама реактивная составляющая периодически меняет свой характер с упругого на инерционный и наоборот. При этом диапазон изменения X<sup>s</sup> для крайних элементов решеток из N = 2 и N = 3 элементов составляет до 40 дБ (от 0,01 до 1), что показано на рис. 1, б (кривые 1 и 2). Изменение фазы импеданса излучения  $\Psi_i^s$  составляет до ±45° и характеризуется множеством периодических переходов через ноль (рис. 1, в).

Таким образом, увеличение числа цилиндрических преобразователей усложняет картину взаимодействия, что иллюстрируется разными по амплитуде и периоду осцилляций зависимостями R<sup>s</sup> и X<sup>s</sup> для крайних и центральных цилиндров, а также общим изменением характера нагружения центрального цилиндра системы. Наиболее сильно взаимодействие сказывается при малых расстояниях между преобразователями (*d* ≈ 138 – 150 мм,  $d / \lambda \approx 0.75 - 0.82$ ). Расчеты показывают существование области значений *d* ≈ 300-320 мм,  $d / \lambda \approx 1,6-1,75$ , для которых значения фаз для всех зависимостей практически равны нулю (рис. 1, в), а значения активной составляющей импедансов проходят свой очередной максимум.

При изменении расстояния d,  $(d/\lambda)$  в решетке из N = 3 элементов наиболее подвержен взаимодействию центральный преобразователь (рис. 1, а, б, кривые 3). Для него величина  $R_i^s$  может уменьшаться в 10 раз по сравнению с наибольшим расчетным значением и быть в 3



Рис. 1. Нормированные значения действительной  $R_i^s$  (а), мнимой  $X_i^s$  (б) составляющих импеданса излучения преобразователей системы круговых электроупругих цилиндров и фазы  $\Psi_i^s$  (в) от расстояния d: кривая 1 (N = 2, s = 1), кривая 2 (N = 3, s = 1;3), кривая 3 (N = 3, s = 2), кривая 4 – одиночный цилиндр (N = 1)

раза меньше *R*<sup>1</sup><sub>*i*0</sub>, что говорит также о наибольшем разгружении этого элемента.

Определено также, что реактивная составляющая импеданса излучения  $X_i^s$  крайних элементов претерпевает значительные осцилляции, а для центрального они практически отсутствуют. Это связывается с отличием волновых путей прямого и рассеянного звука, так как физическая природа осцилляций состоит в образовании разности фаз в точках наблюдения на поверхности *s*-го цилиндра между излученными и рассеянными ближними и дальними цилиндрами волнами.

Заметим, что взаимодействие по акустическому полю обусловлено как волновыми, так и резонансными явлениями между упругостью среды, находящейся в пространстве среды оболочками системы и массой среды, соколеблющейся с их стенками. При изменении расстояния d величина соколеблющейся массы изменяется. Так при изменении d от значений 140-150 мм взаимодействие обуславливает существенное уменьшение  $R_i^s$ , приводящее к разгрузке преобразователей, затем его возрастание до некоторого значения, потом снова уменьшение и так далее до ситуации, когда в пределе при  $d \to \infty$   $R_i^s$  совпадет с  $R_{i0}^1$ .

Реактивная составляющая импеданса крайних цилиндров системы имеет характер массы, а для среднего – как инерциальный так и упругий. При этом для крайних преобразователей  $X_i^s$  практически осциллирует вблизи линии, характеризующей  $X_{i0}^s$ , а для среднего – монотонно меняется в пределах от – 1 до +1, изменяя характер с упругого на инерциальный.

Рассмотрим подробнее ситуацию акустического разгружения центрального преобразователя решетки s = 2 при N = 3. Как видно из рис.2(а, б, кривая 3), R<sup>s</sup> имеет первый минимум при  $d \approx 226$  мм ( $d / \lambda \approx 1,23$ ), что составляет  $\lambda/2$  между крайними точками обращенных друг к другу поверхностей оболочек s = 1 и s = 2, определяемыми углами  $\phi_1 = 0^\circ$  и  $\phi_2 = 180^\circ$ . А  $X_i^2$  при малых  $d_i(d/\lambda)$  имеет чисто упругий характер. По мере удаления оболочек друг от друга упругий характер сохраняется до указанного значения *d* ≈ 226 мм, что определит расстояние между рассматриваемыми точками оболочек как λ/2. При этом цилиндрические волны, создаваемые излучателями s = 1, s = 2, достигают точек  $\phi_1 = 0^\circ$  и  $\phi_2 = 180^\circ$  на обращенных друг к другу поверхностях с близкими по величине ( $p_{0^{\circ}}^{1} \approx 1,48$ ,  $p_{180^{\circ}}^{2} \approx 1,53$ ) противофазными давлениями. Таким образом, имеет место практически близкое к нулю значение суммарного поля в пространстве между оболочками. При этом становится равным нулю и реактивная составляющая импеданса излучения X<sub>i</sub><sup>2</sup>. В итоге получаем, что хотя все излучатели решетки электрически возбуждаются одинаково, средний оказывается практически ненагруженным на среду, что может приводит не только к потере мощности излучения, но и к перегрузке как самого преобразователя, так и электрических задающих устройств.

После резонанса  $X_i^2$  меняет знак и приобретает характер массы. Это сохраняется до тех пор, пока расстояние между рассматриваемыми точкам оболочек не стане  $\lambda$  (то есть  $d \approx 300 - 315$ мм). При этом давления в рассматриваемых точках оболочек s = 1, s = 2 существенно повышаются, величина  $X_i^2$  – наибольшая, а  $R_i^2$  имеет экстремум, соответствующий первому относительному максимуму. Далее картина повторяется с уменьшением относительных значений экстремумов.

Относительно крайних преобразователей решетки из трех элементов можно заметить, что количество областей наибольших и наименьших значений  $R_i^1$ ,  $R_i^3$  увеличивается вдвое. Так как при наличии трех преобразователей, суммарное поле  $p_{0^\circ}^1$  в точке  $\varphi_1 = 0^\circ$  определится суперпозицией волны, излученной излучателем s = 1 и волн, рассеянных элементами s = 2 и s = 3. В случае же двуэлементной решетки в точке наблюдения  $p_{0^\circ}^1$  мы имеем дело лишь с волной, излученной источником и волной, рассеянные ние областей максимумов и минимумов  $R_i^1$ .

#### Выводы

В результате проведенных исследований установлено, что дифракционное взаимодействие элементов излучающей антенной системы, образованной электроупругими круговыми цилиндрическими преобразователями обуславливает увеличение, либо уменьшение активной составляющей сопротивления излучения излучателей решетки, что приводит к возрастанию, либо к снижению величины излучаемой мощности, а также возможной перегрузке задающих электрических устройств и трактов. Характер взаимодействия при этом зависит от вида электродирования, расстояния между элементами и частоты возбуждения.

Установлено, что для числа элементов *N* > 2, дифракционное взаимодействие снижает (в силу связанности колебаний используемых многомодовых систем) опасность разгружения преобразователей решетки и потребления центральным излучателем решетки энергии из создаваемого решеткой акустического поля.

## Литература

 Коржик О.В., Лесечко М.І. Випромінювання звукових хвиль системою циліндричних перетворювачів, що підключені до довгої лінії // Електроніка та зв`язок. – 2010. – № 1. – С. 54–62.

- 2. *Гринченко В.Т.,* Вовк И.В., Волновые задачи рассеяния звука на упругих оболочках. К.: Наукова думка, 1986. 240 с.
- Подводная акустическая аппаратура и устройства. Т.1. Подводные акустические антенны. Методы расчета звуковых полей / Лейко. А.Г., Шамарин Ю.Е., Ткаченко В.П. – К.:ГК ППУ, 2000. – 320 с.
- 4. *Гринченко В.Т.*, Вовк І.В., Маципура В.Т. Основи акустики. К.: Наукова думка, 2007 640 с.
- 5. Басовский В.Г. Излучение звука конечной решеткой из открытых пьезокерамических колец // Акустичний вісник. – 1998. – 1, №2. – С. 3-20.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

- Коржик А.В. Исследование закономерностей акустического взаимодействия элементов антенных решеток, образованных электроупругими цилиндрическими преобразователями// Системи обробки інформації.- Х.: ХУ ПС, 2010.-Вип. 5(86).-С. 59-66.
- Коржик А.В. Применение метода «сквозной задачи» к определению особенностей формирования электрических сигналов на нагрузках электродов электроупругих цилиндрических преобразователей// Збірник наукових праць харківського університету Повітряних сил.- Х.: ХУ ПС, 2010 .-Вип. 5(25).-С. 72-77.

### УДК 534.222

С.А. Козерук, канд. физ.-мат. наук

## Моделирование ближнего поля акустических плоских излучателей

Рассмотрен способ формирования ближнего акустического поля плоскими излучателями. Потенциал поля записывается в виде интеграла Рэлея, с заданной на поверхности произвольной нормальной колебательной скоростью. Решение ищется численно. Показано влияние распределения колебательной скорости на однородность и ширину акустического поля. Приведены сравнительные расчеты давления сплошного и матричного излучателей.

The way of formation of a near acoustic field by flat radiators is considered. The field potencial is written as a Rayleigh integral with arbitrary predefined normal vibrational speed on a surface. The solution is sought numerically. Comparative calculations of a continuous field and matrix radiators are resulted. The influence of the amplitude distribution on uniformity and width of an acoustic field is shown.

Ключевые слова: плоский акустический излучатель, плоский акустический матричный излучатель, апертура излучателя, нормальная колебательная скорость, функция распределения колебательной скорости, ближнее акустическое поле, численное решение, потенциал поля, давление излучения.

## Введение

Формирование ближнего акустического поля - акустического луча - с равномерным осевым давлением и заданным сечением является актуальной задачей для приложений в областях технической и медицинской диагностики. Неравномерность осевого давления излучения приводит к погрешности оценки формы и размеров контролируемого объекта. Переменное сечение луча ухудшает поперечное разрешение. Расчет акустического поля, создаваемого плоским излучателем, представляет собой сложную дифракционную задачу [143-3]. Интеграл Рэлея дает принципиальную возможность вычислить потенциал поля в любой точке полупространства. Однако аналитическое выражение интеграла для описания поля отсутствует. Решение получают представлением интеграла в виде бесконечных степенных рядов, сходимость которых зависит от расстояния до излучателя. Для области вблизи излучателя ряды сходятся плохо. В области удаленной от излучателя решение находится с помощью интеграла Френеля. На больших удалениях пользуются асимптотическими приближениями.

С появлением компьютерной техники, позволяющей производить большой объем вычислений, эффективными стали численные методы решения задач излучения. В работе [5] приведен метод расчета акустического поля сплошного излучателя большого волнового размера. Поверхность преобразователя разбивается на элементарные источники с заданной колебательной скоростью. Поле рассчитывается как сумма вкладов элементарных источников. В [6] рассмотрены вопросы оптимизации характеристик поля путем введения амплитудного распределения колебательной скорости по поверхности излучателя.

В работе исследовано влияние амплитудного распределения колебательной скорости на равномерность ближнего поля для излучателей в форме диска и квадрата. Рассмотрены условия замены сплошного излучателя матрицей дискретных точечных излучателей, приведены сравнительные расчеты ближнего акустического поля.

#### Расчетные соотношения

Для гармонического колебания излучателя поле в любой точке полупространства описывается интегралом Рэлея:

$$\phi(R) = \frac{1}{2\pi} \iint_{S} V \frac{\exp(-jkR)}{R} dS, \qquad (1)$$

где  $\phi(R)$  - потенциал скорости в точке наблюдения; V - нормальная колебательная скорость на элементе поверхности излучателя dS;  $k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$  - волновое число;  $\omega$  - частота колебаний; с,  $\lambda$  - скорость и длина акустических волн в среде; R -расстояние от элементарного источника до точки наблюдения.

Давление p(R), определяется через потенциал скорости (1):

$$p(R) = j\rho\omega\phi(R) = jk(\rho c)\frac{1}{2\pi}\iint_{s}V\frac{\exp(-jkR)}{R}dS =$$
  
=  $jk(\rho cV_{0})\frac{1}{2\pi}\iint_{s}W\frac{\exp(-jkR)}{R}dS,$  (2)

где  $W = \frac{V}{V_0}$ - функция распределения скорости по поверхности излучателя; V0 - скорость в центре излучателя; р - плотность среды.

Для излучателей простой геометрии (диск, кольцо, прямоугольник) с равномерным распределением скорости известны асимптотические решения [1-4]. Если распределение отличается от равномерного, то интеграл (2) удобно вычислить численно[5,6]. Поверхность плоского излучателя S покрывают координатной сеткой, ячейки которой представляют равные площадки малого волнового размера dS с нормальной колебательной скоростью V - элементарные односторонние источники в жестком экране [2]. Акустическое поле рассчитывают в декартовой (*x*, *y*, *z*) или сферической ( $R, \theta, \phi$ ) координатах, расположенных в центре поверхности излучения (рис. 1). Связь координат записывается соотношениями:

 $z = R\cos\varphi; x = R\sin\varphi\cos\theta; y = R\sin\varphi\sin\theta.$ 

В частности на поверхности излучателя ( $r, \theta, \phi = 90^{\circ}$ ) эти выражения упрощаются: z = 0;  $x = r \cos \theta$ ;  $y = r \sin \theta$ .



Рис.1 Координатная сетка, нанесенная на поверхность излучателя

Расчетное выражение для давления, нормированного к давлению  $p_0 = \rho c V_0$ , примет вид:

$$p(R) = \frac{dS}{\lambda} \sum_{n}^{N} \sum_{m}^{M} W_{nm} \frac{\exp(-jkR_{nm})}{R_{nm}}, \quad (3)$$

где W<sub>nm</sub> - функция распределения колебательной скорости элементарных источников с номером nm; R<sub>nm</sub>-расстояние от элементарного источника до точки наблюдения; N,M- число элементарных площадок dS, на которые разделена поверхность излучателя.

## Ближнее поле излучателей в форме диска и квадрата

Ниже приведены расчеты давления дискового (круглого поршневого) излучателя с функцией распределения спадающей от центра к краю.

Расчетные значения нормированы к значению максимума давления и приведены к логарифмическому масштабу. На рис.2. показаны графики распределения уровня давления излучения на оси *z* диска радиусом  $a = 8\lambda$ . Кривая 1 построена с использованием асимптотического решения [1]. Кривые 2-4 вычислены численно с учетом функции распределения колебательной скорости по радиусу диска r. Кривая 2 - W = 1; кривые 3,4 построены для функций распределения  $W = \cos(\frac{\pi r}{2a}), W = \cos^2(\frac{\pi r}{2a})$  соответственно.

Радиальное распределение уровня давления, при условии W = 1 на поверхности диска, неоднородно и зависит от параметра  $z_0 = I\lambda$  расстояния до поверхности излучателя (рис.3). Однако среднее давление по сечению перпендикулярному оси излучателя равно среднему давлению на поверхности излучателя [1,2]. Поле сосредоточено в цилиндрической трубке, основанием которой есть излучатель. Длина трубки определяется протяженностью ближнего по-

ля - областью Френеля,  $z_f = \frac{a^2}{\lambda}$ , а ширина –

диаметром излучателя. Акустическое поле напоминает луч, компьютерное изображение -"визуализация", которого представлена на рис.4 для функций распределения скорости на по-

верхности излучателя W = 1 и  $W = \cos(\frac{\pi r}{2a})$  со-

ответственно. Справа на рисунках приведен градационный клин, позволяющий оценить интенсивность поля в оттенках серого.

Давление на оси Z квадратного поршневого излучателя со стороной  $a = 16\lambda$  представлено на рис.5. Как и для дискового излучателя, в отсутствии распределения колебательной скорости, давление имеет характерную осцилляцию (кривая 1). Введение функции распределения  $W = \cos(\frac{\pi x}{2a})$  (кривая 2) и  $W = \cos(\frac{\pi x}{2a})\cos(\frac{\pi y}{2a})$ (кривая 3) приводит к сглаживанию неравномерности. График давления по оси Х для различного удаления от поверхности излучателя  $Z_0=80 \lambda$ ; 20  $\lambda$ ; 38  $\lambda$  приведен на рис.6 (кривые 1,2,3) соответственно. Введение функции распределения скорости на поверхности излучате-
ля  $W = \cos(\frac{\pi x}{2a})\cos(\frac{\pi y}{2a})$  позволяет не только сгладить неравномерность давления, но и сформировать в ближнем поле слабо расходящийся акустический луч. На рис.7 представлены графики давления до (кривые 1) и после (кри-

вые 2) введения распределения для различных удалений z от поверхности излучателя. Следует отметить уменьшение ширины луча после введения распределения до 10  $^{\lambda}$  (по уровню -6дБ) на всей протяженности области Френеля (рис.8).



Рис. 2. Распределение давления на оси дискового излучателя



Рис.3. Радиальное распределение давления дискового излучателя



Рис.4. Акустическое поле вдоль оси дискового излучателя для функций распределения колебательной скорости: a) W = 1; б)  $W = \cos(\frac{\pi r}{2a})$ 



Рис.5. Давление на оси квадратного излучателя ля



-2 å -6 3 давления -8 -10 eHb -12 <sup>vp</sup> -14 -16 -18⊾ -10 -5 5 10 0

Давление поперек оси квадрратного излучателя

Рис.6. Давление поперек оси квадратного излучате-



Рис.7. Сглаживание давления по оси х для различных удалений от поверхности квадратного излучателя: а)  $z_0 = 20\lambda$ ; б)  $z_0 = 38\lambda$ 



Рис.8. Акустическое поле вдоль оси квадратного излучателя для функций распределения колеба-

тельной скорости: а) 
$$W = 1$$
; б)  $W = \cos(\frac{\pi x}{2a})\cos(\frac{\pi y}{2a})$ 

# Моделирование ближнего акустического поля матричных излучателей

Для расчета ближнего акустического поля прямоугольных матричных излучателей размером А\*В, дискретные излучатели малого волнового размера  $\Delta S$  располагают в узлах координатной сетки (рис.1). Ячейки сетки равносторонние. Расстояние между излучателями - шаг матрицы( $\Delta x = \Delta y$ ), задается произвольно. Элементы матрицы, в количестве N\*M излучателей, закреплены жестко и излучают в полупространство. Объемная скорость отдельно взятого дискретного излучателя  $Q = V \Delta S$  зависит от распределения колебательной скорости V по элементам матрицы. Вводя функцию распределения колебательной скорости по элементам матрицы W, получим расчетное выражение для нормированного давления излучения :

$$p(R) = \frac{\Delta S}{\lambda} \sum_{n}^{N} \sum_{m}^{M} W_{nm} \frac{\exp(-jkR_{nm})}{R_{nm}}$$
(4)

Главное отличие выражения (4) от (3) состоит в том, что количество дискретных излучателей матрицы существенно меньше количества элементарных источников, покрывающих такую же поверхность.

Рассмотрим влияние расстояния между дискретными излучателями на формирование акустического поля квадратной матрицы со стороной  $a = 16\lambda$ . На рис.9 приведены графики уровня нормированного давления на оси квадратной матрицы.



Рис. 9. Давление на оси матричного излучателя



Рис. 10. Давление поперек оси матричного излучателя

Если шаг матрицы мал по сравнению с длиной волны то графики давления излучения матрицы и сплошного квадратного излучателя совпадают(кривая1). Увеличение расстояния между дискретными излучателями до 1  $\lambda$  и 2  $\lambda$ приводит к возрастанию неравномерности давления(кривые2,3). Введение функции распределения скорости дискретных излучателей по

закону  $W_{nm} = \cos(\frac{\pi n\Delta x}{2a})\cos(\frac{\pi m\Delta y}{2a})$  (*n=m=0* в начале координат) уменьшает осевую неравномерность, начиная с середины ближней области излучения (кривая4). На рис.10 приведены графики, демонстрирующие влияние функции распределения на неравномерность давления для матрицы с шагом  $2\lambda$ . Удаление от излучателя определяется параметром  $z_0 = l\lambda$ . Для расстояний  $z_0 = 40\lambda$  и менее, акустический луч теряет монолитность, расщепляется на множество лепестков.

#### Выводы

Введение распределения колебательной скорости, спадающего к краю излучателя, позволяет сконцентрировать поле вдоль его оси – сформировать однородный акустический луч. Неравномерность осевого поля квадратного излучателя со стороной  $a = 16\lambda$  и функцией распределения  $W = \cos(\frac{\pi x}{2a})\cos(\frac{\pi y}{2a})$  не превышает 3 дБ (рис.5). Ширина луча практически постоян-

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» на на всем протяжении зоны Френеля (рис.7) и составляет 10  $\lambda$  (по уровню -6дБ).

Сплошной излучатель может быть заменен матричным, без существенного ухудшения качественных характеристик поля, расстояние между дискретными элементами которой не превышает длины волны. Введение функции распределения скорости спадающей к краям матричного излучателя не позволяет достигнуть равномерного ближнего поля, если расстояние между дискретными излучателями составляет 2 и более длин волн.

#### Литература

- Ржевкин С.Н. Курс лекций по теории звука. -М.: Изд. МГУ, 1960 - 336с.
- 2. *Тюлин В.Н.* Введение в теорию излучения и рассеяния звука.- М.:Наука-1976-256с.
- Лепендин Л.Ф. Акустика: учеб. Пособие для втузов. - М.: Высшая школа, 1978-448с.
- Кайно Г. Акустические волны: Устройство, визуализация и аналоговая обработка сигналов: Пер. с англ.- М.:Мир,1990-656с.
- Holm S., "Simulation of Acoustic Fields from Medical Ultrasound Transducers of Arbitrary Shape," Proc. Nordic Symp. in Physical Acoustics, Ustaoset, Norway, Jan. 1995.
- Holm S. and Elgetun B., "Optimization of the beampattern of 2D sparse arrays by weighting" in Proc. IEEE Ultrasonics Symp., Seattle, Washington, Nov. 1995

#### УДК 534.232 О.І. Дрозденко

## Розрахункове забезпечення електричної міцності конструкцій електроакустичних перетворювачів, герметизованих полімерними матеріалами

Рассмотрена зависимость электрической прочности электроакустических преобразователей от условий эксплуатации и способов герметизации. Разработаны расчетные модели для оценки процессов диффузии в электроакустических преобразователях с различными вариантами герметизации и защиты от электрического пробоя. По моделям установлены зависимости скорости процессов диффузии от свойств используемых материалов.

Electric strength of electro-acoustic converters dependence on service conditions and hermetic encapsulation modes is considered. Settlement models for diffusion processes estimation in electro-acoustic converters with various variants of hermetic encapsulation and protection against voltage failure are developed. The models dependences of diffusion processes speed on properties of used materials are established.

Ключові слова: електроакустичний перетворювач, конструкційні способи захисту, електрична міцність, опір ізоляції, вологозахист, герметизація.

#### Вступ

Електроакустичні прилади є електромеханічними коливальними системами, в яких створення акустичних полів відбувається в результаті взаємодії електричних і механічних полів. Тому конструкції цих приладів під час їх розробки повинні розраховуватись не тільки на механічну, а й на електричну міцність.

Електрична міцність, поряд з механічною міцністю [1] та температурними механічними напруженнями [1,2] є одним із внутрішніх факторів електроакустичних приладів, які обмежують їх енергетичні можливості. Особливо це стосується конструкцій випромінювальних електроакустичних приладів, в яких для створення великих інтенсивностей задіяні потужні електричні поля. Якщо до того ж ці конструкції призначені для роботи протягом тривалого часу в рідинах, то забезпечення заданої електричної міцності суттєво ускладнюється порівняно з розробкою конструкцій приладів, які працюють у повітрі. Розробка методів розрахунку електричної міцності конструкцій електроакустичних приладів, які працюють в рідині, є складним теоретичним і експериментальним пошуковим процесом [3].

Метою роботи є визначення дії зволоження ізоляції, на зниження електричної міцності активних елементів та її врахування під час розробки конструкцій електроакустичних приладів.

#### 1. Вимоги до електричної міцності електроакустичних перетворювачів

Вимоги забезпечення електричної міцності для конструкцій електроакустичних приладів, які працюють в режимах прийому та випромінювання звуку, принципово відрізняються.

В конструкціях прийомних електроакустичних приладів основним завданням електроізоляції є забезпечення певного електричного опору в умовах експлуатації та виключення її впливу на вид амплітудно- та фазочастотних характеристик перетворювачів. Оскільки, як правило, вони працюють на частотах  $\omega_{\rm H}$ , що лежать значно нижче резонансних, то цього можливо досягти за умов

$$R_{en,BT} >> \frac{1}{\omega_{H}C_{en}^{\xi}}$$
 i  $R_{n,c} >> \frac{1}{\omega_{H}C_{en}^{\xi}}$ , (1)

де  $R_{en,BT}$  – опір втрат електроакустичного приладу;  $C_{en}^{\xi}$  – ємність активного елемента;  $R_{n,c}$  – опір активного елемента і елементів електроізоляції постійному струму.

У випромінювальних приладах, які, як правило, працюють на резонансних частотах, вимога до повного опору електричних втрат  $R_{\rm en} >> \frac{r_{\rm M}}{n^2}$ , де  $r_{\rm M}$  – механічний опір приладу, а

*п* – його коефіцієнт електромеханічної трансформації, зазвичай виконується відносно легко. Однак, у випромінювальних електроакустичних приладах, збуджуються електричні поля достатньо великої напруженості. Чисельні значення напруги збудження *U* досягають величин до 3000 В при відстані між електродами 8 – 15 мм. Очевидно, що в цих випадках існує висока ймовірність пробою використаних електроізоляційних матеріалів. У конструкціях цих приладів повинні бути вжиті заходи щодо підтримки необхідного рівня електричної міцності:  $U < U_{rp}$ , де  $U_{rp}$  – граничне значення електричної міцності електроакустичного приладу. Таким чином електрична ізоляція конструкцій випромінювальних електроакустичних приладів повинна відповідати вимогам:

$$[R_{e_{\pi}} > R_{e_{\pi},r_{p}}; U < U_{r_{p}}]_{P(t)},$$
 (2)

де P(t) – ймовірність безвідмовної роботи, а

 $R_{en,rp} = (30 \div 100) \frac{r_{\rm M}}{n^2}$ .

В процесі експлуатації електроакустичних приладів в рідині однією з поширених причин втрати працездатності приладів є погіршення електричних параметрів приладів через зволоження їх активних елементів. Зокрема, опір міжелектродної ізоляції (внутрішній опір) електроакустичного приладу  $R_0$  стає меншим 0,5 – 1,0 МОм, що приводить до виникнення часткових розрядів небезпечної інтенсивності між електродами. Пояснюється це однією з можливих двох причин – руйнуванням герметичної оболонки електроакустичного приладу або зволоженням електричної ізоляції активного елемента в результаті дифузії рідини крізь полімерні деталі герметизуючої оболонки.

Ідеальними матеріалами для герметизації є метали і скло [4], оскільки вони непроникливі для молекул рідин. Метали широко використовуються для герметизації активних елементів, а використанню скла перешкоджає його крихкість – воно руйнується при деформації більше 0,1%.

Здебільшого в конструкціях електроакустичних приладів є елементи, які виконуються тільки з полімерних матеріалів. Це підбандажна ізоляція, ізоляція від корпусу, ізоляція монтажу і струмовводів. Існують конструкції електроакустичних приладів, в яких тільки ввід електричного кабелю герметизовано за допомогою полімерів, а вся інша герметизуюча оболонка виконана з металу. Однак реалізація таких перетворювачів має суттєві технологічні труднощі, пов'язані із забезпеченням необхідної гнучкості і міцності кріплень активних елементів електроакустичних приладів.

Інформацію щодо параметрів матеріалів, які застосовуються для герметизації гідроакустичних перетворювачів можна знайти в [1].

Таким чином, для забезпечення електричної міцності конструкцій електроакустичних приладів необхідно мати інформацію про зміну параметрів матеріалів, які використовуються для електроізоляції та герметизації в умовах їх тривалої експлуатації. При зниженні електричної міцності внаслідок зволоження ізоляції його активного елемента необхідним є дотримання вимог (1) і (2).

#### 2. Основні підходи до забезпечення електричної міцності конструкцій електроакустичних перетворювачів, обумовленої зволоженням ізоляції активних елементів

Умовою забезпечення електричної міцності конструкцій електроакустичних приладів є визначення концентрації С пари води у внутрішньому об'ємі конструкцій, яка повинна бути меншою гранично допустимої  $C_{\rm rp}$ , щоб забезпечити з вірогідністю  $P_{\rm repM}(t_{\rm ekcn})$  нормальне функціонування електроакустичного приладу  $\left[C < C_{\rm rp}\right]_{P_{\rm repM}(t_{\rm ekcn})}$ .

Процеси руху молекул пари в рідині і через границю розподілу рідини з іншим середовищем за даних граничних і початкових умов описуються за допомогою рівняння дифузії:

$$\frac{\partial C_i}{\partial t} = D_i \nabla^2 C_i , \qquad (3)$$

де *C<sub>i</sub>* – концентрація пари; *D<sub>i</sub>* – коефіцієнт дифузії пари в *i*-тому середовищі; *t* – час; ∇ – оператор Лапласа.

У випадку стаціонарного рівноважного стану системи "рідина-пара"  $\frac{\partial C}{\partial t} = 0$  і концентрації пари над рідиною в повітрі  $C_2|_{x=0}$  і всередині неї  $C_1|_{x=0}$  однакові  $C_1(x) = C_2(x)$ . При нестаціонарному стані дифузні потоки пари на межі розподілу рідини з іншим середовищем становлять  $D_1 \frac{\partial C_1}{\partial x}\Big|_{x=0} = D_2 \frac{\partial C_2}{\partial x}\Big|_{x=0}$ .

Концентрація пари рідини в будь-якому середовищі не може бути більшою граничної за даних температури і тиску, оскільки при досягненні її різко збільшується вірогідність співударів молекул пари, а відтак і її конденсації. Кількість вологи, яка міститься в повітрі, виражається, як через абсолютну вологість, тобто концентрацію пари рідини в повітрі *C*, так і через відносну вологість, тобто через відношення існуючої вологості *C* до граничної *C*<sub>гр</sub> за даної тем-

ператури  $\phi = C/C_{rp}$  [4].

При відсутності порушень суцільності полімерних оболонок пара рідини проникає крізь них за законами дифузії. При цьому концентрація пари рідини в будь-якій точці конструкції електроакустичного приладу може бути визначена із рішення рівняння дифузії (3) за відповідних граничних і початкових умовах. У зв'язку з тим, що товщина полімерних оболонок майже завжди є відносно малою, а відношення радіусів зовнішніх поверхонь  $r_3$  до внутрішніх  $r_B$  звичайно становить  $r_3/r_B \le 1,4$  з достатньою для практики точністю [4] всі полімерні оболонки конструкцій електроакустичних приладів під час аналізу дифузних явищ можуть розглядатись як пласкі. Площі їх поверхонь є рівними площам отворів, які вони закривають, а товщини – рівними товщинам реальних оболонок. При цьому рівняння (3) заміняється простышим одномірним рівнянням:

$$\frac{\partial C_i}{\partial t} = D_i \frac{\partial^2 C_i}{\partial x^2} \,. \tag{4}$$

Для розрахункового забезпечення розробки конструкцій електроакустичних приладів в частині оцінки протидії процесам дифузії пари рідини потрібно розробити розрахункові моделі цих конструкцій. З точки зору граничних і початкових умов, які реалізуються в сучасних конструкціях електроакустичних приладів, а також механізмів дії пари рідини на електроізоляційні характеристики цих приладів, конструкції електроакустичних приладів можливо поділити на наступні групи:

 Компенсовані конструкції, герметизовані полімерними або полімерно-металевими оболонками за наявності їх адгезії до активного елементу у вигляді п'єзокерамічного тіла.

2. Розвантажені, силові і компенсовані маслозаповнені конструкції, та конструкції, герметизовані полімерними оболонками, які не мають адгезії до активного елемента.

 Розвантажені, силові і компенсовані маслозаповнені конструкції за наявності в їх складі спеціально вбудованих осушувачів (наприклад, патронів з силікагелем).

Якщо конструкція електроакустичного приладу включає в себе кілька елементів герметизації, які відображаються різними розрахунковими моделями, то результуюча концентрація пари води  $C_{\Sigma}$  у її внутрішньому об'ємі V дорівнює відношенню повної кількості пари рідини, яка пройшла скрізь всі елементи герметизації  $Q_{\Sigma}$ , до внутрішнього об'єму електроакустичного приладу:  $C_{\Sigma} = Q_{\Sigma}/V$ .

Таким чином, електричний стан конструкції електроакустичного приладу визначається концентрацією пари рідини в ній. Остання може бути знайдена як результат рішення диференційного рівняння дифузії (4) для відповідної розрахункової моделі.

Щоб пов'язати значення концентрації пари зі значенням опору постійному струму  $R_{n,c}$  і тангенсом діелектричних втрат  $tg\delta$  скористаємось експериментально отриманою залежністю [4] на прикладі п'єзокераміки ЦТСНВ-1, яка наведена на рис. 1.



Рис. 1. Залежність опору постійному струму  $R_{n,c}$  і тангенса діелектричних втрат  $tg\delta$  для п'єзокераміки ЦТСНВ-1, з параметрами  $R_{n,c,0} = 2,43 \cdot 10^{11} O M$ ,  $tg\delta_0^{\xi} = 2\%$ 

Розглянемо методи розрахунків концентрації пари для конструкцій електроакустичних приладів першої групи.

#### 3. Розрахункова модель для оцінювання процесів дифузії пари рідини в конструкціях електроакустичних приладів за наявності адгезії полімерних матеріалів до активного елементу

Відмінною особливістю цієї моделі є те, що в процесі зволоження шару полімеру здійснюється зниження його електричного опору  $R_{en}(C)$  і електричної міцності  $U_{np}(C)$ .

Для рівняння дифузії у вигляді (4) граничні і початкові умови (рис.2) мають вигляд: концентрація пари в робочому середовищі  $C = C_1$  при  $x \le 0$  для всіх t; концентрація пари в полімері  $C = C_0$  при  $0 < x < l_1$  і t = 0; концентрація пари в пієзокераміці  $C_3 = 0$ , якщо  $x > l_1$  для всіх t.



Рис. 2 Модель перетворювачів за наявності адгезії герметизуючої оболонки до п'єзокерамічного активного елементу

Рішення рівняння дифузії шукаємо у вигляді:

$$C(x,t) = C_1 + C_2(x,t)$$
.

Граничні і початкові умови, що відповідають цьому запису:

$$C_2|_{x=0} = 0$$
 для всіх  $t$ ;  $C_2|_{x=l_1; t=0} = C_0 - C_1;$   
 $\frac{\partial C_2}{\partial x}\Big|_{x=l_1} = 0.$ 

Подамо концентрацію пари  $C_2(x,t)$  в полімері у вигляді  $C_2(x,t) = X(x)T(t)$  [5]. Тоді DX''(x)T(t) = T'(t)X(x);  $\frac{DX''(x)}{X(x)} = \frac{T'(t)}{T(t)} = -\lambda$ , або  $X''(x) + \frac{\lambda}{D}X(x) = 0$  і  $T'(t) + \lambda T(t) = 0$ .

Рішення останніх рівнянь мають вигляд:

$$X(x) = A\cos\sqrt{\frac{\lambda}{D}} \cdot x + B\sin\sqrt{\frac{\lambda}{D}} \cdot x ; \ T(t) = Ee^{-\lambda t}$$
$$C_2(x,t) = \left(A_1 \cos\sqrt{\frac{\lambda}{D}} \cdot x + B_1 \sin\sqrt{\frac{\lambda}{D}} \cdot x\right)e^{-\lambda t}.$$

Знайшовши невідомі коефіцієнти *A<sub>i</sub>* і *B<sub>i</sub>* наведених розкладів із граничних і початкових умов, маємо:

$$C(x,t) = C_{1} + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{(C_{0} - C_{1})}{2n+1} \times \\ \times \sin \frac{\pi x (2n+1)}{2l_{1}} e^{-\left[\frac{\pi (2n+1)}{2l_{1}}\right]^{2} Dt}$$
(5)

Аналіз співвідношення (5) показує, що концентрація пари у товщі полімеру зростає тим швидше, чим більший член  $D/l_1^2$ , тобто чим більший коефіцієнт дифузії і чим менший квадрат товщини полімерної оболонки. При  $t \to \infty$  концентрація C(x) по всьому об'єму полімеру прямує до  $C_1$ .

На рис. З наведені розраховані залежності відносних концентрації пари рідини в полімері  $\frac{C(l_1)}{C_1} = f_1(t)$  і внутрішнього опору конструкції електроакустичного приладу сталому струму  $R_1(l_1)$ 

 $\frac{R_{n,c}(l_1)}{R_{n,c,0}(l_1)} = f_2(t)$ . Як бачимо, опір приладу ста-

лому струму знижується завдяки поступовому насиченню полімерної оболонки парою рідини.





Рис. 3. Залежності концентрації пари рідини в полімері (а) та внутрішнього опору електроакустичного приладу сталому струму (б)

#### Висновки

Обґрунтовано, що для забезпечення електричної міцності конструкцій електроакустичних приладів необхідно мати інформацію щодо зміни параметрів матеріалів, які використовуються для електроізоляції та герметизації в умовах їх тривалої експлуатації.

Встановлено, що електричний стан конструкції електроакустичного приладу визначається концентрацією пари рідини в ній, яка може бути знайдена як результат розв'язання диференційного рівняння дифузії для відповідної розрахункової моделі.

Запропоновано розрахункову модель оцінки процесів дифузії пари рідини в конструкціях електроакустичних приладів за наявності адгезії полімерних матеріалів до активного елементу.

#### Література

- Дідковський В.С., Лейко О.Г., Савін В.Г. Електроакустичні п'єзокерамічні перетворювачі (розрахунок, проектування, конструювання). Навчальний посібник. - Кіровоград: Імекс-ЛТД, 2006.- 448 с.
- Дрозденко О.І. Метод розрахунку температурних напружень, які виникають в конструкціях п'єзоелектричних перетворювачів, герметизованих гумо-металевими шарами / О.І. Дрозденко // Электроника и связь. - 2010.- №3(56). - С. 135-138
- Подводные электроакустические преобразователи. (Расчет и проектирование): Справочник / В.В. Богородский, Л.А. Зубарев, Е.А. Корепин, В.И. Якушев. – Л.: Судостроение, 1983. – 248 с.
- Доценко Н.С., Соболев В.В. Долговечность элементов радиоэлектронной аппаратуры (влияние влаги). – Л.: Энергия, 1973. – 160с.
- Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики: Учеб. пособие. – М.: Изд-во МГУ, 1999. – 798 с.

#### УДК 531.768

М.Ф. Жовнір, канд. техн. наук, М.Г. Черняк, канд. техн. наук, Д.В. Черненко, Л.М. Шеремет

## Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований измерительных преобразователей физических величин на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

The results of the theoretical and experimental researches of physical quantities transducer based on surface acoustic waves (SAW) are offered.

Ключевые слова: поверхностные акустические волны, измерительные преобразователи, сенсоры, акселерометры, ПАВ устройства.

#### Вступ

Нині на основі досягнень акустоелектроніки сформувався новий напрямок у вимірюванні фізичних величин (ФВ) - вимірювальні перетворювачі (ВП) ФВ на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ). Застосування ПАХ обумовлене можливістю отримання хвилевих процесів з малою довжиною хвилі, що забезпечує, при використанні частотного або фазового методів вимірювання, велику чутливість і точність перетворення інформації в широкому динамічному діапазоні [1, 2, 3].

В якості вимірювальних перетворювачів фізичних величин, прилади на ПАХ почали застосовуватись починаючи з 80-х років XX століття, спершу, для вимірювання тиску та в якості газоаналізаторів. В 90-х роках були створені ВП на ПАХ для вимірювання концентрації газів, вологості, прискорення та температури [4]. Сьогодні, перетворювачі на ПАХ широко застосовуються в машинобудуванні, авіаційній та космічній техніці, системах зв'язку та моніторингу оточуючого середовища [5, 6, 7].

У роботі представлені результати теоретичних і експериментальних досліджень авторів по створенню ВП ФВ на ПАХ: лінійного прискорення (ВП ЛП), тиску (ВП Т), лінійних (ВП ЛМП) і кутових (ВП КМП) мікропереміщень, кутової швидкості (ВП КШ).

#### 1. Принципи побудови ВП на ПАХ

Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на ПАХ можуть бути створені на основі:

- зміни фазової швидкості й акустичної довжини лінії затримки (ЛЗ) на ПАХ внаслідок деформації звукопровода балочного або мембранного типу;
- зміни фазової швидкості ПАХ при переміщенні механічного зонду в електричному полі хвилі;
- зміни акустичної довжини лінії затримки при переміщенні рухливого приймача ПАХ над поверхнею п'єзоелектричного звукопровода [8].

Класифікація за фізичними принципами побудови що розглядаються в роботі ВП ФВ показана на рис. 1, а їх основні технічні характеристики приведені в табл. 1. На рис. 1 позначено: ДЧ, ГЧ, ЗЧ - деформаційна, гіроскопічна та зондова чутливості ПАХ - автогенератора (ПАХ-АГ); ТЕ – тензоефект; ПП ПАХ - чутливість до переміщення приймача ПАХ.



Рис. 1. Класифікація акустоелектронних ВП ФВ

Тип ВП ФВ на	Діапазон		Основна
ΠΑΧ	вимірювання, Д	Чупливсть то тд	похибка, %
ВП Т	0,16…6 МПа	15	0,10,25
ВП ЛП	±101000 м/с <sup>2</sup>	1	0,050,15
ВП КШ	±100 рад/с	200	510
ВП ЛМП	015 мкм	2	0,20,5
ВП ЛМП	±20 мкм	0,5	0,050,1
ВП ЛМП	0100 мм	0,05	0,10,2
ВП КМП	0360кут. град	0,05	0,10,2

#### Таблиця 1. Технічні параметри ВП ФВ на ПАХ

#### 2. Автогенераторні ВП ЛП і ВП Т на ПАХ

В основі більшості ВП ФВ на ПАХ лежить високостабільний ПАХ-автогенератор, що складається з регульованої під впливом вимірюваних фізичних або механічних величин лінії затримки на ПАХ 1, яка ввімкнена в ланцюг зворотного зв'язку широкосмугового підсилювача 2 (рис. 2).



Рис. 2. Функціональна схема автогенераторних ΒΠ ΦΒ

Відносна девіація частоти ПАХ-АГ визначається виразом [1]:

$$\Delta f / f_0 \approx \Delta V / V_0 - \Delta L / L_0, \qquad (1)$$

де  $\Delta V$  і  $\Delta L$  – зміни фазової швидкості ПАХ і акустичної довжини ЛЗ при дії на область з зовнішніх вимірюваних  $x_i$ , дестабілізуючих  $\xi_i$ величин і температури  $\Delta T$ .

Для підвищення чутливості ВП і усунення впливу дестабілізуючих чинників використовується диференціальна схема, в якій вихідні сигнали з різними частотами від еталонного і вимірювального ПАХ-автогенераторів поступають на змішувач 3, а потім за допомогою фільтру низьких частот 4 виділяється сигнал різницевої частоти, який містить інформацію про вимірювану фізичну величину. Для зменшення рівня небажаного сигналу трикратного проходження на краях п'єзопроводу нанесено поглинаючий прошарок 5.

Формулу (1) можна представити у вигляді:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx K_{\xi} S_{\rho} \varepsilon_{ij}^0 + K_T \Delta T + \frac{K_{\Omega} \Omega}{2\pi f_0} - \frac{\Delta L}{L_0}, \qquad (2)$$

де  $S_{\rho}\varepsilon_{ii}^{0} = (\varepsilon_{\gamma 11} + \varepsilon_{\gamma 22} + \varepsilon_{\gamma 33}); K_{\xi}, K_{T}, K_{\Omega}$  – коефіцієнти деформаційної, температурної і гіроскопічної чутливості фазової швидкості ПАХ, які теоретично і експериментально визначені для наступних матеріалів звукопровода [1]:

- монокристалічний α - кварц ST - spisy  $K_T = 2,8 \cdot 10^{-6} \circ C^{-1};$  $(K_{\xi} = -0,73;$  $K_{\Omega} = -0,085$  );
- шарувата структура: плавлений кварц п'єплівка зоелектрична окислу цинку  $K_T = 61, 5 \cdot 10^{-6} \circ C^{-1};$  $(K_{\varepsilon} = 4,25;$  $K_{\rm O} = -0,043$  ).

Функціональна схема досліджуваного ВПЛП (акселерометра) типу 2SA показана на рис. 3 [3, 9].

Акселерометр складається з пружного підвісу консольного типу 2, що кріпиться до основи 1. З протилежної сторони до консолі кріпиться інерційна маса 3. Роль пружного підвісу в конструкції виконує підкладка з ПАХ-перетворювачами 4, що розміщені по обидві сторони консолі й утворюють дві лінії затримки ЛЗ1 і ЛЗ2. Таким чином акселерометр складається з двох автогенераторів ПАХ-АГ1 і ПАХ-АГ2, утворених лініями затримки ЛЗ1 і ЛЗ2 та підсилювачами П1 і П2, вихідні сигнали яких поступають на змішувач ЗМ, і далі на фільтр низьких частот ФНЧ. Вихідний сигнал ФНЧ містить інформацію про вимірювану величину.



Рис. 3. Функціональна схема ВП ЛП типу 2SA

Дослідні партії ВП ЛП типу 2SA виготовлялися на Чернігівському заводі радіоприладів (ВАТ "ЧеЗаРа"). Конструкція досліджуваного акселерометра типу 2SA приведена на рис. 4, де цифрою 1 позначено акселерометр в зборі. ВП ЛП складається з металевої основи 2; маятникового чутливого елементу (ЧЕ) 3, виготовленого із п'єзокварцу Ү-зрізу, з розміщеними на його поверхні зустрічно-штировими перетворювачами (ЗШП) ПАХ 4; електронної плати первинної обробки вимірювальної інформації 5 та сенсору температури 6.

Конструкція досліджуваного ВПТ типу 2SP приведена на рис. 5 [3, 9], де цифрою 1 позначено сенсор тиску в зборі. Сенсор тиску складається з вузла ЧЕ 2, електронних плат первинної обробки вимірювальної інформації 3, мембранного ЧЕ 4 (різні варіанти виконання) та штуцера 5.



Рис. 4. Конструкція ВП ЛП типу 2SA



Рис. 5. Конструкція ВП Т типу 2SP

Ґрунтуючись на виразі (2) вперше теоретично отримані і експериментально підтверджені аналітичні вирази, що описують деформаційну (до деформації  $\varepsilon_y$ , вектор дії якої збігається з нормаллю до площини розташування ПАХперетворювачів) і температурну (до  $\Delta T$ ) чутливості ПАХ-АГ [3]:

$$f_{j} = f_{j0}(1 + \chi_{\varepsilon} \varepsilon_{yj} + \chi_{T1} \Delta T + \chi_{T2} \Delta T^{2} + \chi_{T3} \Delta T^{3}), \quad (3)$$
  
$$j = 1, 2,$$

таолиця 2. Коефіцієнти чутливостей пал-я	Таблиця	2. К	оефіцієнти	чутливостей	ΠΑΧ-Α	
--	---------	------	------------	-------------	-------	--

де  $f_{j0}$  - початкові частоти генерації автогенераторів ( $f_{10} = 79,0$  МГц,  $f_{20} = 78,85$  МГц), що входять в диференціальну схему;  $\chi_{\varepsilon}$  - коефіцієнт деформаційної чутливості (ДЧ) ПАХ-АГ;  $\chi_{T1}$ ,  $\chi_{T2}$ ,  $\chi_{T3}$  - коефіцієнти його температурної чутливості (ТЧ). У табл. 2 приведені числові значення цих коефіцієнтів.

Кращі метрологічні характеристики ВП ЛП типу 2SA і ВП Т типу 2SP в діапазоні робочих температур від - 60 до +80 °C забезпечуються при виготовленні ЧЕ з п'єзокварцу Y - зрізу [3, 9].

На основі рівняння (3) і даних табл. 2 отримано розрахункові вирази для вихідної частоти  $f_{\Sigma}$  і частот генерації автогенераторів  $f_j$  (j = 1, 2) досліджуваного ВП ЛП при дії вимірюваного прискорення *а* та температури  $\Delta T$  з урахуванням довготривалого часу експлуатації *t* акселерометра (викликає старіння поверхонь ЧЕ, по яких поширюється ПАХ) [3]:

$$\begin{split} f_{1} &= f_{10} (1 + k_{a}a + k_{T}\Delta T + k_{t1}t); \\ f_{2} &= f_{20} (1 - k_{a}a + k_{T}\Delta T + k_{t2}t); \\ f_{10} &= f_{20} + f_{\Sigma 0}; \ f_{20} \approx 78,85 \text{MFL}; \\ f_{\Sigma 0} &\approx 150 \text{ KFL}; \ k_{\Sigma} \approx 2f_{20}k_{a} \\ f_{\Sigma} &= f_{1} - f_{2} \approx f_{\Sigma 0} (1 + k_{T}\Delta T + k_{t\Sigma}t) + k_{\Sigma}a, \end{split}$$
(4)  
$$k_{a} \approx \frac{3ml}{bh^{2}E} \chi_{\varepsilon}. \end{split}$$

У формулах (4) позначені:  $f_{\Sigma}$  - функція перетворення (ФП) акселерометра;  $f_{\Sigma 0}$  і  $k_{\Sigma}$  - зміщення нуля і коефіцієнт перетворення ФП;  $k_a$  - коефіцієнт, який залежить від фізичних (m - маса ЧЕ, E - модуль Юнга матеріалу ЧЕ) і геометричних (I, b, h - довжина, ширина і товщина пружного підвісу ЧЕ) характеристик ЧЕ;  $k_T = \chi_{T1}$ ;  $k_{t\Sigma} = k_{t1} - k_{t2} \approx (0,1...0,5) \cdot 10^{-4}$  год<sup>-1</sup> - коефіцієнт довготривалої нестабільності зміщення нуля ФП. Аналогічні розрахункові вирази отримані для ВП Т [9, 10].

Матеріал ЧЕ	$\chi_{\epsilon}$	χ <sub>71</sub> , ·10 <sup>−5</sup> °C <sup>−1</sup>	χ <sub>72</sub> , ·10 <sup>−8</sup> °C <sup>−2</sup>	$\chi_{T3}$ , ·10 <sup>-10</sup> °C <sup>-3</sup>
Y - spis $\alpha$ - SiO <sub>2</sub>	-0,90	2,80	0	0
ST - 3pi3 $\alpha$ - SiO <sub>2</sub>	-1,44	0	-1,25	0
AT - $spis \alpha - SiO_2$	-1,10	0	0	0,40
ZnO – SiO <sub>2</sub> пл	1,85	5,0	0	0

Досліджувані вимірювальні перетворювачі, додатково до вказаних в табл. 1, забезпечують такі технічні характеристики:

1. Похибка зміщення нуля:

	- дрейф в запуску(15)·10 <sup>-4</sup> Д/ч;
	- нестабільність від запуску до запус-
	ку (15)-10 <sup>-4</sup> Д
2.	Похибка коефіцієнта перетворен
	ня0,050,25 %
3.	Температурні похибки:
	- зміщення нуля5·10 <sup>-4</sup> Д/ºС;
	- коефіцієнта перетворення5·10 <sup>-4</sup> 1/°С;
4.	Частота еталонного генератора78,85 МГц

- 5. Смуга пропускання......200 Гц;
- 6. Діапазон робочих температур....-60...+80 °С.

#### 3. Вимірювальні перетворювачі лінійних і кутових переміщень з рухливим приймачем ПАХ

Згідно рис. 1 ВП лінійних і кутових мікропереміщень, можуть бути створені на основі використання зміни акустичної довжини лінії затримки при переміщенні рухливого приймача ПАХ над поверхнею п'єзоелектричного звукопровода [11, 12].

У таких ВП приймач ПАХ 2 (рис. 6) виконувався у вигляді напиленого на діелектричну підкладку ЗШП, який рухається вздовж поверхні п'єзоелектричного звукопровода 1 лінії затримки на відстані  $x \le (0,3...0,5)\lambda_0$  ( $\lambda_0$  - резонансна довжина хвилі) від його поверхні.



Рис. 6. Конструкція ВП ЛМП з рухливим приймачем ПАХ

Для вимірювання кутових мікропереміщень в експериментальних макетах застосовувалися кільцеві ПАХ-хвилеводи з радіусом *R* = 15 мм на основі п'єзоелектричної плівки окислу цинку завтовшки *h* = 1,45 мкм і шириною *d* = 200 мкм. Приймач ПАХ виконується з радіальними ЗШП [13]. Роздільна здатність такого перетворювача складає 0,2...0,3 кут. сек.

Для усунення багатозначності фазових вимірювань авторами розроблений метод [1], що передбачає збудження в лінії затримки поверхневої акустичної хвилі електричним сигналом, що є лінійною комбінацією трьох синусоїдальних високочастотних коливань.

Було проведено дослідження макетних зразків фазометричних ВП ЛМП і ВП КМП, в яких ПАХ збуджувалася сигналом у вигляді лінійної комбінації трьох синусоїдальних високочастотних коливань з частотами:  $f_1 = 70,62$  МГц,  $f_2 = 69,52$  МГц,  $f_3 = 71,69$  МГц. При цьому отримані наступні параметри ВП лінійних (кутових) переміщень на ПАХ: діапазон вимірюваних лінійних і кутових мікропереміщень 0...50 мм (0...360°); роздільна здатність 0,03...0,05 мкм (0,35...0,50 кут. сек.).

#### Висновки

Представлені результати теоретичних і експериментальних досліджень авторів по розробці ВП ФВ на ПАХ дозволяють зробити наступні висновки:

- створені дослідні партії автогенераторних ВП ФВ на ПАХ мають високі метрологічні характеристики;
- базовий функціональний перетворювач ВП ФВ на ПАХ — високостабільний перебудовуваний ПАХ-автогенератор дозволяє досягти високої уніфікації вимірювальних каналів з частотним вихідним сигналом;
- при створенні ВП лінійних і кутових мікропереміщень з великим діапазоном вимірювання, доцільно використовувати фазовий метод вимірювання з усуненням багатозначності фазових вимірів, шляхом збудження ПАХ електричним сигналом, що є лінійною комбінацією трьох синусоїдальних високочастотних коливань з близькими частотами.

#### Література

- Жовнир Н.Ф., Черняк Н.Г., Дидковский А.А. Измерительные преобразователи физических величин на ПАВ // Электроника и связь. – 2003. - № 18. – С. 2 – 27.
- Павловский М.А., Лопушенко В.К., Черняк Н.Г., Кондратенко Н.Г. Деформационные, температурные и гироскопические эффекты в автогенераторах на поверхностных акустических волнах // Механика гироскопических систем. – 1989. – Вып. 9. – С. 50 - 56.
- Zbrutsky A., Chernyak N., Skripkovsky G. Creation of low cost linear accelerometers for navigation and control systems // Symposium Gyro Technology. – Stuttgart, Germany, 2005. – P. 4.1–4.11.
- Liu Y., Cui T. Power consumption analysis of surface acoustic wave sensor systems using ANSYS and PSPICE // Microsyst Technol. –

2007. - № 13. – P. 97 – 101.

- Matsuzaki R., Todoroki A. Wireless monitoring of automobile tires for intelligent tires // Sensors. – 2008. – Vol. 8, № 12. – P. 8123 – 8138.
- Богословский С.В. Чувствительные элементы датчиков на дисперсионных линиях задержки // Научное приборостроение. – 2009. – Т. 19, № 2. – С. 70 – 75.
- Kumar S., Kim G., Sreenivas K., Tandon R. ZnO based surface acoustic wave ultraviolet photo sensor // J Electroceram. – 2009. -№ 22. – P. 198 – 202.
- Черненко Д.В., Жовнір М.Ф. Математичне моделювання приладів на поверхневих акустичних хвилях // Тези доповідей П'ятої науково – практичної конференції з міжнародною участю «Математичне та імітаційне моделювання систем» (МОДС-2010). – Київ. – 2010. – С. 65 – 67.
- Лепих Я.И., Лопушенко В.К., Черняк Н.Г., Николаенко Ю.Е. Особенности разработки датчиков давления на ПАВ для АЭС // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. - № 2. – С. 58 – 63.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

- Черняк Н.Г., Коваленко Т.В. Проектирование акустоэлектронных тензопреобразователей для мембранных чувствительных элементов давления // Космічна наука і технологія. – 1998. – Т. 4, № 1. – С. 60 – 63.
- Жовнир Н.Ф., Лопушенко В.К., Тарасов Г.П., Черняк Н.Г. Акустоэлектронные преобразователи физических величин // Сб. докл. Межд. научно-техн. конф. "Проблемы физической и биомедицинской электроники". — Киев. — 1995. — С. 95-99.
- Павловський М.А., Лопушенко В.К., Жовнір М.Ф., Черняк М.Г. Математична модель вимірювального перетворювача лінійних переміщень на поверхневих акустичних хвилях // Механіка гіроскопічних систем. -1997. – Вип.14. – С.40-46.
- Павловский М.А., Дубовенко А.В., Жовнир Н.Ф. Измерительные преобразователи линейных и угловых перемещений на основе волноводов поверхностных акустических волн // Механика гироскопических систем. – 1992. – Вып. 11. – С. 83-86.

УДК 534.231.2 Ю.А. Дидусенко

# Физические поля, которые формируются системой цилиндрических пьезокерамических излучателей

Получены аналитические соотношения, описывающие физические поля системы, которая состоит из произвольного числа круговых цилиндрических пьезокерамических излучателей. Каждый из них представляет собой тонкую радиально поляризованную оболочку, совершающую пульсирующие колебания. Сформулированы физическая и математическая модели такой системы. Учтено несколько типов взаимодействия, а именно: взаимодействие излучателей по звуковому полю, обусловленное многократным рассеиванием волн; взаимодействие электроупругого тела с окружающей средой; взаимодействие акустических, механических и электрических полей в каждом из излучателей в процессе преобразования энергии.

The problem of sound radiation by the system consisted of arbitrary circular cylindrical piezoceramic transducers is investigated. Each of its' is a thin radially polarized shell, which performing pulsating vibrations. The physical and mathematical models of such system is formulated. Its describe the physical fields of such a system considering several types of interaction, namely: radiators' interaction on the sound field caused by multiple scattering waves, the interaction of an electroelastic solid with the medium, interaction of acoustic, mechanical and electrical fields in each of the transducers in the process of energy conversion.

Ключевые слова: физические поля, система излучателей, круговой цилиндрический пьезокерамический преобразователь.

#### Введение

Задачи о формировании физических полей системами пьезокерамических преобразователей играют существенную роль в проектировании, конструировании и анализе систем излучения звука в различных областях техники. В процессе выполнения проектных работ особую роль приобретает расчетная оценка излучаемых полей. При многообразии теоретических методов, используемых в акустике, необходимо выбрать такие способы решения задач, которые допускали бы анализ физической сути явления, учитывая при этом наиболее важные свойства реальных систем, в особенности электроупругих преобразователей. К сожалению, на сегодняшний день не существует таких методов расчета, которые позволяли бы принять во внимание параметры пьезокерамики и конструктивные особенности построения преобразователей.

Целью данной работы является получение аналитических соотношений, которые описывают физические поля, создаваемые системой круговых цилиндрических пьезокерамических излучателей, работающих на основе поперечного пьезоэффекта, с учетом нескольких видов взаимодействий, а именно: взаимодействия излучателей по звуковому полю, обусловленного многократным рассеиванием волн; взаимодействия электроупругих тел с окружающей упругой средой; взаимодействия акустических, механических и электрических полей в каждом из излучателей в процессе преобразования энергии. Характерной особенностью рассматриваемой задачи является учет свойств пьезокерамических материалов, из которых изготовляются различные излучатели системы, и особенности построения преобразователей.

Анализ литературы, опубликованной по этим вопросам, показывает, что опубликовано несколько работ, в которых исследуется взаимодействие электроупругих оболочек [1-5]. Электромеханические взаимодействия в процессе преобразования энергии рассмотрены в работе [6]. Работа [7] посвящена исследованию закономерностей звуковых полей, формируемых гидроакустическими антенными решетками при учете многократного рассеяния звука на их элементах.

#### 1. Физическая и математическая модели системы

Рассмотрим систему из N произвольных пьезокерамических излучателей в форме протяженных цилиндров, с радиусами  $r_0^{(j)}$  и толщиной  $h^{(j)}$ , при условии  $h^{(j)} / r_0^{(j)} << 1$ . Преобразователи работают на поперечном пьезоэф-

фекте. Цилиндрические пьезокерамические излучатели ( $\rho_k^{(j)}$ ,  $c_k^{(j)}$  - плотность и скорость звука керамики, соответственно), помещены в идеальную жидкость с параметрами  $\rho_1$  и  $c_1$  и имеют жидкость во внутреннем объеме с параметрами  $\rho_2^{(j)}$  и  $c_2^{(j)}$ . На поверхность цилиндров нанесены электроды, к которым подведено напряжение  $U_0^{(j)}e^{-i\omega t}$ . При таком возбуждающем воздействии возникают пульсирующие колебания и в среду излучаются звуковые волны.

Будем полагать, что продольные оси излучателей параллельны между собой, а каждый излучатель имеет бесконечную длину и произвольные размеры, и расположены на произвольном расстоянии друг от друга. Введем общую систему координат *xOy*, а также локальные прямоугольные и цилиндрические системы координат для каждого излучателя, таким образом, чтобы продольные оси были параллельны, а оси *Oy* и *Ox* одинаково ориентированы между собой (рис.1)

Теоретическое исследование динамического поведения указанной электроупругой системы сводится к совместному решению дифференциальных уравнений, которые описывают акустические, механические и электрические колебания преобразователей и в системе, и в упругой среде.



Рис.1. Система цилиндрических преобразователей

#### 2. Вывод аналитических соотношений описывающих физические поля моделируемой системы

Обозначим смещения серединной поверхности оболочки в тангенциальном направлении через  $u^{(j)}$ , а в радиальном через -  $w^{(j)}$ , где j = 1, 2, ..., N.

Считая, что пьезокерамическая оболочка поляризована по толщине, на основе гипотез Кирхгофа-Лява [2] и соотношений для пьезокерамических оболочек, приведем уравнения гармонических вынужденных колебаний оболочек в виде:

$$\begin{split} \frac{d^{2}u^{(j)}}{d\varphi_{j}^{2}} &- \frac{dw^{(j)}}{d\varphi_{j}} + \xi_{\rho}\beta^{2(j)} \left( \frac{d^{2}u^{(j)}}{d\varphi_{j}^{2}} + \frac{d^{3}w^{(j)}}{d\varphi_{j}^{3}} \right) + \\ &+ k^{2}r_{0}^{2(j)}u^{(j)} = 0; \quad j = 1, 2, .., N \\ \frac{du^{(j)}}{d\varphi_{j}} &- w^{(j)} - \xi_{\rho}\beta^{2(j)} \left( \frac{d^{3}u^{(j)}}{d\varphi_{j}^{3}} + \frac{d^{4}w^{(j)}}{d\varphi_{j}} \right) + \\ &+ k^{2}r_{0}^{2(j)}w^{(j)} = -\frac{r_{0}^{(j)}}{h^{(j)}}(1 + v_{\kappa})d_{31}^{(j)}U_{0}^{(j)} - \\ &- \frac{i\omega r_{0}^{2(j)}}{h\rho_{\kappa}^{(j)}c_{\kappa}^{2(j)}} \left( \rho_{1}\Phi_{1}^{(j)}\left(r_{1}^{(j)}, \varphi_{j}\right) - \\ &- \rho_{2}^{(j)}\Phi_{2}^{(j)}\left(r_{2}^{(j)}, \varphi_{j}\right) \right); \qquad j = 1, 2, .., N \end{split}$$
ГДе 
$$\begin{split} r_{1,2}^{(j)} &= r_{0}^{(j)} \pm \frac{h^{(j)}}{2}; \quad k = \frac{\omega}{c}; \qquad \beta^{2(j)} = \frac{h^{2(j)}}{12r_{0}^{2(j)}}; \end{split}$$

 $\xi_{p} = 1 + \frac{1 + \nu}{2} \frac{k_{p}^{2}}{1 - k_{p}^{2}}; \quad \Phi_{1}^{(j)}$  та  $\Phi_{2}^{(j)}$  - акустические

потенциалы для жидкостей снаружи и внутри оболочек,  $\rho_{k}^{(j)}$ ,  $c_{k}^{(j)}$ ,  $v_{k}^{(j)}$  - плотность, скорость продольных волн и коэффициент Пуассона для пьезокерамики,  $d_{31}^{(j)}$  - пьезомодуль,  $k_p$  - планарный коэффициент электромеханической связи пьезокерамической оболочки.

На поверхности каждой из пьезокерамических оболочек, контактирующей с жидкостью, должны выполняться условия равности нормальных скоростей частиц жидкости и скоростей нормальных смещений поверхности оболочки:

$$-i\omega w^{(j)} = -\frac{\partial \Phi_1^{(j)}}{\partial r^{(j)}}; r^{(j)} = r_1^{(j)},$$
 где  $j = 1, 2, .., N$  (3)

$$-i\omega w^{(j)} = -\frac{\partial \Phi_2^{(j)}}{\partial r^{(j)}}; r^{(j)} = r_2^{(j)},$$
 где  $j = 1, 2, ..., N$  (4)

 $\Phi_1^{(J)}$ и  $\Phi_{2}^{(J)}$ Акустические потенциалы должны удовлетворять уравнению Гельмгольца.

Смещения оболочки для *j*-го цилиндра будем искать в виде рядов Фурье по собственным формам колебания оболочки:

$$u^{(j)}(\varphi_j) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} U_q^{(j)} e^{iq\varphi_j};$$
 где  $j = 1, 2, ..., N$  (5)

$$w^{(j)}(\varphi_j) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} W_q^{(j)} e^{iq\varphi_j}$$
, где  $j = 1, 2, ..., N$  (6)

Запишем выражение для акустического потенциала скорости і-го цилиндра во внешней области, С учетом условий излучения Зоммерфельда, в виде разложений в ряд Фурье по волновым цилиндрическим функциям:

$$\Phi_{1}^{(j)}\left(r_{1}^{(j)},\varphi_{j}\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{n}^{(j)} H_{n}^{(1)}\left(k_{1} r_{1}^{(j)}\right) e^{in\varphi_{j}}, j = 1, 2, ..., N$$

Тогда суммарное поле системы в произвольной точке пространства имеет вид:

$$\Phi_{1}\left(r_{1}^{(j)},\varphi_{j}\right) = \sum_{j=1}^{N} \Phi_{1}^{(j)}\left(r_{1}^{(j)},\varphi_{j}\right) =$$
$$= \sum_{j=1}^{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{n}^{(j)} H_{n}^{(1)}\left(k_{1}r_{1}^{(j)}\right) e^{in\varphi_{j}},$$

где  $A_n^{(j)}$  неизвестные коэффициенты, значение которых необходимо определить из выражений (1)-(4). Поскольку в приведенном выше выражении потенциалы скоростей поля записаны в локальных координатах, оно не может быть использовано для задания граничных условий. Для этого все поля необходимо выразить в локальных координатах того цилиндра, для которого рассматриваются граничные условия. Преобразования систем координат осуществляются с помощью теоремы сложения для волновых цилиндрических функций. В результате применения этой теоремы получаем:

$$\Phi_{1}\left(r_{1}^{(j)},\varphi_{j}\right) = \sum_{\substack{n=-\infty\\n=-\infty}}^{\infty} A_{n}^{(j)} H_{n}^{(1)}\left(k_{1}r_{1}^{(j)}\right) e^{in\varphi_{j}} + \sum_{\substack{s=1\\s\neq j}}^{N} \sum_{\substack{m=-\infty\\n=-\infty}}^{\infty} A_{m}^{(s)} \sum_{\substack{n=-\infty\\n=-\infty}}^{\infty} H_{m-n}^{(1)}\left(k_{1}I_{sj}\right) \times$$
(7)
$$\times J_{n}\left(k_{1}r_{1}^{(j)}\right) e^{i(m-n)\varphi_{sj}+in\varphi_{j}}, j = 1, 2, ..., N$$

Для внутренней среды звуковое поле будет иметь вид:

$$\Phi_{2}^{(j)}\left(r_{2}^{(j)},\varphi_{j}\right) = \sum_{g=-\infty}^{\infty} B_{g}^{(j)} J_{g}\left(k_{2}r_{2}^{(j)}\right) e^{ig\varphi_{j}},$$

$$j = 1, 2, .., N$$
(8)

Подстановка выражений (5)-(8) в дифференциальные уравнения колебаний оболочек (1)-(2) и граничные условия (3)-(4) позволяет после выполнения ряда алгебраических преобразований, в том числе основанных на свойствах полноты и ортогональности угловых функций, получить бесконечную систему линейных алгебраических уравнений для определения неизвестных коэффициентов вида  $W_m^{(j)}, U_m^{(j)}, A_m^{(s)}, B_a^{(j)}$ :

$$\begin{cases} x_{j\alpha}W_{\alpha}^{(j)} + d_{j\alpha}A_{\alpha}^{(j)} + \sum_{\substack{s=1\\s\neq j}}^{N}\sum_{\substack{m=-\infty\\s\neq j}}^{\infty} g_{j\alpha}A_{m}^{(s)} = T_{j\alpha}; \\ W_{\alpha}^{(j)} + o_{j\alpha}A_{\alpha}^{(j)} + \sum_{\substack{s=1\\s\neq j}}^{N}\sum_{\substack{m=-\infty\\s\neq j}}^{\infty} p_{s\alpha}A_{m}^{(s)} = 0; \end{cases}$$

$$(9)$$

где 
$$a_{j\alpha} = -\frac{(i\alpha + i\alpha^{3}\xi_{p}\beta^{2(j)})}{(k^{2}r_{0}^{2(j)} - \alpha^{2} - \xi_{p}\beta^{2(j)}\alpha^{2})},$$
  
 $b_{j\alpha} = -(1 + \alpha^{4}\xi_{p}\beta^{2(j)} + k^{2}r_{0}^{2(j)}),$   
 $c_{j\alpha} = i\alpha + i\alpha^{3}\xi_{p}\beta^{2(j)},$ 

$$d_{j\alpha} = \rho_1 \frac{i \omega r_0^{2(j)}}{h \rho_k^{(j)} c_k^{2(j)}} H_{\alpha}^{(1)} \Big( k_1 r_1^{(j)} \Big),$$

$$g_{j\alpha} = \rho_1 \frac{i\omega r_0^{2(j)}}{h\rho_k^{(j)} c_k^{2(j)}} H_{m-\alpha}^{(1)} \left(k_1 I_{sj}\right) \times \\ \times J_\alpha \left(k_1 r_1^{(j)}\right) e^{i(m-\alpha)\varphi_{sj}},$$

$$z_{j\alpha} = -\rho_2^{(j)} \frac{i\omega r_0^{2(j)}}{h\rho_k^{(j)} c_k^{2(j)}} J_{\alpha} \left( k_2 r_2^{(j)} \right),$$

$$\begin{split} T_{jt} &= -\frac{r_0^{(j)}}{\varepsilon h^{(j)}} (1 + v_\kappa) d_{31}^{(j)} U_0 \int_0^\infty e^{-i\alpha \varphi_j} d\varphi_j ,\\ o_{j\alpha} &= -\frac{k_1}{i\omega} H^{(1)}_{\alpha} \left( k_1 r_1^{(j)} \right),\\ p_{s\alpha} &= -\frac{k_1}{i\omega} H^{(1)}_{m-\alpha} \left( k_1 l_{sj} \right) J'_{\alpha} \left( k_1 r_1^{(j)} \right) e^{i(m-\alpha)\varphi_{sj}} , \end{split}$$

$$f_{j\alpha} = -\frac{i\omega}{k_2 J'_{\alpha} \left(k_2 r_2^{(j)}\right)}$$
$$x_{j\alpha} = \left(b_{j\alpha} - c_{j\alpha} a_{j\alpha} - z_{j\alpha} f_{j\alpha}\right).$$

Эта система является исходной для определения количественных данных физических полей систем пьезокерамических цилиндрических излучателей и может быть решена методом редукции или последовательных приближений.

## 3. Результаты численного расчета физических полей

Возможность практического применения полученной системы рассмотрена для расчета звукового поля системы в дальнем поле и на поверхности преобразователей. В качестве примера, рассчитана система, состоящая из двух одинаковых круговых цилиндрических пьезокерамических излучателей, которые расположидкости жены в С параметрами  $\rho_1 = 1000 \left\lceil \kappa c \ / \ m^3 \right\rceil$  и  $c_1 = 1500 \left[ m \ / \ c \right]$ . Преобразователи выполнены из пьезокерамики ЦТБС-3 параметрами  $\rho_k^{(1,2)} = 7210 \left[ \kappa e / M^3 \right]$ С И  $c_{k}^{(1,2)} = 3500 [m/c],$  и имеют радиус  $r_0^{(1,2)} = 0.0675[M]$  и толщину  $h^{(1,2)} = 0.006[M]$ . Расстояние между продольными осями преобразователей принято равным L = 0.135[m], возбуждающего амплитуда напряжения -  $U_0^{(j)} = 100[B]$ .

Решение бесконечной системы линейных уравнений (9) произведено методом усечения. Число усеченных членов рядов, которые учитывались в разложениях полей, выбиралось из условия, что суммарный вклад последнего члена не превышает 1% от суммарного полученного результата и составило 17 членов.

На рис.2 и рис.3 приведено распределение амплитуд давления звукового поля описанной системы в дальнем поле и на поверхности преобразователя, на частоте  $f = 6300[\Gamma \mu]$ , соответственно. Сопоставление результатов расчета приведенных на рис.2 с экспериментальными данными изложенными в работе [7] свидетельствует об удовлетворительном совпадении расчетных и экспериментальных данных.



Рис.2 Распределение амплитуд давлений звукового поля в дальней зоне



Рис.3 Распределение амплитуд давлений звукового поля на поверхности излучателя

#### Выводы

Поставлена и решена задача получения аналитических соотношений, описывающих электрические, механические и акустические поля формируемые системой из *N* произвольных цилиндрических пьезокерамических излучателей. Преобразователи работают на поперечном пьезоэффекте и выполнены в виде сплошных электроупругих цилиндров. Решение сведено к решению полученной бесконечной системы линейных алгебраических уравнений. Эта система является исходной для получения количественных данных о свойствах физических полей как для системы излучателей, так и для отдельных излучателей в составе системы.

Это, в свою очередь, позволяет при выполнении проектных работ рассчитывать параметры физических полей системы и отдельных ее элементов с учетом электрофизических параметров материалов преобразователей, геометрических размеров системы и всех видов взаимодействия, которые участвуют в формировании полей.

Практическое применение полученных соотношений продемонстрировано на примере системы из двух круговых цилиндрических пьезокерамических преобразователей.

#### Литература

- Вовк И.В., Олейник В.Н. Излучение звука заполненной жидкостью пьезокерамической оболочкой с несимметричной внутренней вставкой // Акустический журнал, 1994, том 40, №2, С. 220-224.
- Вовк И.В., Гринченко В.Т., Маяцкий И.В. Звуковое поле бесконечного кругового цилиндрического преобразователя, частично покрытого слоем акустически мягкого материала. – Акуст. журн., 1972, 18, №3, С. 365-369.
- 3. Гольденвейзер А.Л. Теория упругих тонких оболочек. М.: Наука, 1976. 512 с.
- Гринченко В.Т., Сенченко И.В. Излучение звука частично экранированными пьезокерамическими оболочками // Прикл. механика. 1982. Т. 18. №2. С. 15-21.
- 5. Гринченко В.Т., Лунева С.А. Звуковое поле экранированного кругового цилиндра. – Акуст. журн., 1980, 26, №3, С. 462-467.
- Механика связных полей в элементах конструкций. Т.5. Электроупругость / Гринченко В.Т., Улитко А.Ф., Шульга Н.А. - Киев: Наук. Думка, 1989. - 280 с.
- Подводная электроакустическая аппаратура и устройства. Т. 1. Подводные акустические антенны. Методы расчета звуковых полей / Лейко А.Г., Шамарин Ю.Е., Ткаченко В.П. – Киев, 2000. – 320 с.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

#### УДК 534.83

В.С. Дідковський, д-р техн. наук, В.П. Заєць, Н.О. Самійленко

## Оцінка ізоляції повітряного шуму огороджуючих конструкцій в розширеному діапазоні частот

Представлены результаты измерения и анализ изоляции воздушного шума ограждающими конструкциями в расширенном частотном диапазоне, в том числе, показано влияние размеров испытательного образца на результаты измерения.

The airborne sound insulation measurement results and conclusions in a wider frequency range are described, else the influence of sample dimensions on results of measurements are shown.

Ключові слова: звукоізоляція, ізоляція повітряного шуму, частотний діапазон, огороджуюча конструкція, шум.

#### Вступ

Оцінка звукоізоляції огороджуючих конструкцій – одна з найважливіших задач будівельної акустики. Для її втілення оперують індексом ізоляції повітряного шуму Rw дБ. В [1] цій величині дається наступне визначення: Індекс ізоляції повітряного шуму R<sub>W</sub>, дБ - це одночислова величина оцінки звукоізоляції елементів огороджувальних конструкцій, визначена за частотною характеристикою R. Де R, дБ - ізоляція повітряного шуму R, дБ - різниця в кожній смузі частот усереднених у просторі і часі рівнів звукового тиску у приміщенні з джерелом шуму та у приміщенні, в яке проникає шум, визначена за результатами вимірювань при умові відсутності побічних шляхів передачі звуку і скоригована за величиною фактичної еквівалентної площі звукопоглинання в приміщенні, в яке проникає шум (звукоізолююча спроможність огородження).

Індекси ізоляції огороджувальних конструкцій визначають на основі частотних характеристик звукоізоляції, одержаних за результатами вимірювань або розрахунку, шляхом порівняння цієї частотної характеристики зі стандартною оціночною частотною характеристикою ізоляції повітряного шуму *R*<sub>N</sub>.

Величини стандартної оціночної частотної характеристики в третиннооктавних смугах частот в нормованому діапазоні від 100 Гц до 3150 Гц (16 третиннооктавних смуг) наведені в табл. 1 та на рис. 1.

Для визначення індексу ізоляції повітряного шуму *R<sub>W</sub>* на графік із оціночною характеристикою звукоізоляції *R<sub>N</sub>* наносять частотну характеристику ізоляції повітряного шуму даною конструкцією *R* і визначають несприятливе відхилення частотної характеристики даної конструкції від оціночної характеристики.

Несприятливими вважаються відхилення між характеристиками  $R_N$  і R вниз від оціночної характеристики в тій чи іншій смузі частот. Середнє несприятливе відхилення становить 1/16 суми всіх несприятливих відхилень для розрахунків в третиннооктавних смугах.

Якщо середнє несприятливе відхилення максимально наближається до 2 дБ, але не перевищує цю величину, то величина індексу *R*<sub>W</sub> становить 52 дБ (числова величина ординати оціночної характеристики на середньогеометричній частоті 500 Гц).

Якщо середнє несприятливе відхилення перевищує 2 дБ, то оціночну характеристику треба змістити вниз на ціле число децибел так, щоб середнє несприятливе відхилення від зміщеної оціночної характеристики не перевищувало величину 2 дБ, але максимально до неї наближалося.

Якщо середнє несприятливе відхилення менше 2 дБ або несприятливі відхилення відсутні, то оціночну характеристику треба змістити вгору на ціле число децибел так, щоб середнє несприятливе відхилення від зміщеної оціночної характеристики максимально наближалося до 2 дБ, але не перевищувало цю величину.

У таких випадках за величину індексу *R<sub>W</sub>* приймається числова величина ординати зміщеної (вниз або вгору) стандартної оціночної характеристики на середньогеометричній частоті 500 Гц [2].

В процесі експлуатації та будівництва огороджуючих конструкцій можливі ситуації, коли поліпшення звукоізоляції не дає позитивних результатів, що може свідчити про резонансні явища поза межами досліджуваного діапазону. Однак, методи такої оцінки не наведено. Тому виникає задача дослідити звукоізоляцію повітряного шуму у ширшому частотному діапазоні.

#### 1. Постановка задачі

Частотний діапазон, в якому будується крива звукоізоляції визначається згідно з [3]. Крива побудована, враховуючи середні значення звукоізоляції огороджуючих конструкцій різних типів.

	Чиспові вопичини станла	птних оппночних частотних хар		
Tuo milipi Ti	послові всли чини станда		лактериетик ізелліці	повприного шуму

Середньогеометричні частоти	Числові величини стандартних оціночних частотних характеристик звукоізоляції <i>R</i> <sub>N</sub> , дБ			
	в 1/3 октавних смугах частот	в октавних смугах частот		
100	33			
(125)	36	36		
160	39			
200	42			
(250)	45	45		
315	48			
400	51			
(500)	52	52		
630	53			
800	54			
(1000)	55	55		
1250	56			
1600	56			
(2000)	56	56		
2500	56			
3150	56			

Примітка. Частоти наведені в дужках, відповідають середньо геометричним частотам октавних смуг







Рис. 2. Стандартна оціночна частотна характеристика ізоляції повітряного шуму  $R_N$  в діапазоні 31.5 – 10000 Гц

Для оцінки звукоізоляції огороджуючих конструкцій в частотному діапазоні від 31,5 Гц до 10 кГц проведено вимірювання звукоізоляції огороджуючих конструкцій різного типу, як в лабораторних так і в натурних умовах.

Для цього було зроблено ряд припущень:

1. Для визначення індексу ізоляції повітряного шуму згідно з процедурою наведеною в [3] стандартну частотну характеристику ізоляції повітряного шуму було екстрапольовано (рис. 2) в області частот 31,5 Гц – 100 Гц – зі спадом 9 дБ (співпадає з нахилом нормованої характеристики в області частот 100 – 400 Гц), в області частот 3150 – 10000 Гц – екстрапольована крива вважається константою (співпадає з нахилом нормованої характеристики в області частот 1250 – 3150 Гц).

2. Середнє несприятливе відхилення становить 1/26 суми всіх несприятливих відхилень для розрахунків в третиннооктавних смугах (за кількістю частотних смуг).

В таблиці 2 наведені тип і опис огороджуючих конструкцій, які розглядалися.

#### 2. Результати експерименту

Нижче приведено графіки (рис. 3–6) частотних характеристик ізоляції повітряного шуму для різних конструкцій.



Індекс ізоляції повітряного шуму  $R_W$ , дБ, перегородки 1, при оцінці його в діапазоні 31,5 — 10000 Гц складає  $R_W$  = 46 дБ, в діапазоні 100- 3125 Гц:  $R_W$  = 45 дБ.



Рис. 4. Частотна характеристика ізоляції повітряного шуму огороджуючої перегородки 2

Індекс ізоляції повітряного шуму  $R_W$ , дБ, перегородки 2, при оцінці його в діапазоні 31,5 — 10000 Гц складає  $R_W = 46$  дБ, в діапазоні 100- 3125 Гц:  $R_W = 45$  дБ.





складає R<sub>W</sub> = 28 дБ, в діапазоні 100- 3125 Гц: R<sub>W</sub> = 27 дБ.



Рис. 6. Частотна характеристика ізоляції повітряного шуму огороджуючої перегородки 4

Індекс ізоляції повітряного шуму  $R_W$ , дБ, перегородки 4, при оцінці його в діапазоні 31,5 — 10000 Гц складає  $R_W$  = 51 дБ, в діапазоні 100- 3125 Гц:  $R_W$  = 50 дБ.

Таблиця 2. Перелік досліджуваних огороджуючих конструкцій та їх властивості

N⁰	Тип перегородки	Товщина, мм	Площа, м <sup>2</sup>	Місце проведення вимірювань
1	Монолітна з газобетону густиною 400 кг/м <sup>3</sup>	300	12,93	Житлове приміщення в но- возбудованому будинку без фінішного оздоблення
2	Каркасна з гіпоскартонної обшивки густиною 767 кг/м <sup>3</sup> та мінеральної вати між ними густиною 22 кг/м <sup>3</sup>	100	1,95	Лабораторія НДІБК
3	Шумозахисний екран з двох металевих про- флистів(з одного боку перфорований) типу С20 товщиною 0,5 мм, та мінеральної вати між ними густиною 55 кг/м <sup>3</sup>	130	1,95	Лабораторія НДІБК
4	Монолітна з силікатної цегли та шаром шту- катурки 2 мм	128	9,3	Житлове приміщення в будинку з фінішним оздобленням

Розглянувши, наведені приклади можна зробити наступні висновки:

- перегородки 2 та 3 мають підйом на частотах нижчих від 100 Гц. Слід зауважити, що обидві перегородки випробовувалися в лабораторних умовах. Процедура вимірювання в такому випадку, полягає у тому, що випробувальні зразки монтуються у ніші розміром 1,95 м<sup>2</sup> в перегородці з тяжкого бетону, що розділяє камери високого та низького рівнів. Оскільки, власна ізоляція перегородки з тяжкого бетону значно вища ніж звукоізоляція випробувальних зразків, а довжина звукової хвилі на частоті 50 Гц складатиме 6,6 м, то звукоізоляція на низьких частотах визначатиметься не здатністю випробувальних зразків, а здатністю перегородки в цілому. Дослідження впливу лабораторних приміщень на значення звукоізоляції повітряного шуму наведені в роботі [4] і вони показують, що достовірність результатів напряму залежать від площі випробувального зразку, яка має складати не менше 10 м<sup>2</sup>;
- у всіх чотирьох випадках індекс ізоляції повітряного шуму для діапазону 31,5Гц 10 кГц на 1 дБ більший ніж для частотного діапазону 100 – 3150 Гц. Така закономірність не дає остаточного розуміння фізики процесу і тому потребує додаткового дослідження.
- перегородки 1 та 3 мають яскраво виражені спади і підйоми на нижчих від 100 Гц та вищих від 3150 Гц частотах відповідно. Такий результат, досить закономірний, оскільки з ростом частоти звукоізоляційна здатність огороджуючих конструкцій збільшується [5]. Таку залежність можна використати у випадках, коли не має можливості виміряти звукоізоляцію в широкому діапазоні частот. В роботі [6] для оцінки звукоізоляції в частотному діапазоні від 50 Гц до 10000 Гц приведені наступні припущення:
- якщо відсутні дані нижче 100 Гц, крива звукоізоляції між 31,5 Гц і 100 Гц продовжується згідно з «законом мас», або іншими словами зі спадом 6 дБ/октаву;
- у напрямку до вищих частот ніж 3,15 кГц екстрапольована крива звукоізоляції вважається константою до 10 кГц.

Грунтуючись на висновках наведених в [6], з корекцією припущень щодо частот вище 3,15 Гц, оскільки результати вимірювання показали ріст значень звукоізоляції в цьому діапазоні, можна побудувати криву звукоізоляції в діапазоні до 100 Гц – зі спадом 6 дБ/октаву, в діапазоні з 3,15 кГц до 100 кГц – з ростом 3 дБ/октаву. Отримані згідно такого припущення результати, не змінюють індекс ізоляції повітряного шуму.

#### Висновки

- проаналізована методика визначення індексу ізоляції повітряного шуму огороджуючих конструкцій в широкому діапазоні частот;
- приведено результати експериментальних досліджень ізоляції повітряного шуму в частотному діапазоні від 31,5 Гц до 10 кГц;
- показано, що достовірність результатів вимірювання індексу ізоляції повітряного шуму залежить від площі огороджуючої конструкції;
- запропоновано спрощену методику визначення індексу ізоляції повітряного шуму для широкого діапазону частот.

#### Література

- ДСТУ Б В.2.6-85:2009: Конструкції будинків і споруд. Звукоізоляція огороджувальних конструкцій. Методи оцінювання К., Мінрегіонбуд України, 2009.
- 2. СНиП II-12-77 Нормы проектирования. Защита от шума М. Стройиздат, 1978 – 50 с.
- ISO 717-1:1996 Acoustics Rating of sound insulation in buildings and of building elements
   Part 1: Airborne sound insulation, Switzerland. – 1996. – p. 2-3.
- Farina A., Fausti P., Pompoli R., Scamoni F., Intercomparison of laboratory measurements of airborne sound insulation of partitions // ACUSTICA united with ACTA ACUSTICA. - 2002
- Крейтан В.Г. Обеспечение звукоизоляции при конструировании жилых зданий. – М.: Стройиздат, 1980 – С.19 – 25.
- Vorlander M., Thaden R. Investigation of speech privacy in buildings by means of auralization // ACUSTICA united with ACTA ACUSTICA. - 2000. - Nr (2). - P. 76-89.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

# Системы телекоммуникации, связи и защиты информации

УДК 621.314

Ю.С. Ямненко, д-р техн. наук, В.В. Колесник

## Імітаційне моделювання інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту за допомогою мереж Петрі

В статье рассмотрены вопросы энергоэффективного управления подсистемой нагрузок локального объекта. Построена имитационная модель центрального блока управления информационно-управляющей сети локального объекта с учетом критерия минимизации стоимостных затрат. Математическое обеспечение задач управления было реализовано с помощью аппарата сетей Петри.

Problems of energy efficient control of local object's load is considered in this article. Simulation model of central control unit using minimum cost criteria is proposed. The mathematical support was realized by Petri nets tool.

Ключевые слова: локальный объект, информационно-управляющая сеть, сети Петри, минимизация стоимостных затрат.

#### Вступ

Одним з сучасних напрямків розвитку енергетики та електротехніки є енергоефективність локальних об'єктів [1]. При цьому важливо врахувати особливості, пов'язані з характером та режимами роботи електротехнічних пристроїв, що входять до єдиної системи енергозабезпечення.

Серед навантажень локального об'єкта побутового типу виділяють підсистеми енерго-, тепло-, водопостачання, освітлення, клімату, зв'язку, комп'ютерних та телекомунікаційних мереж. Керування роботою цих підсистем здійснює єдина система керування, яка забезпечує необхідні умови життєдіяльності людей.

Система керування електроживленням локального об'єкту містить в собі розподільну інформаційно-керуючу мережу, в якій група контролерів виконує набір взаємопов'язаних завдань, обмінюючись даними та створюючи єдине інформаційне середовище [2]. Однією із задач такої мережі є керування підсистемою електротехнічних пристроїв за єдиним критерієм мінімізації вартісних витрат.

Для дослідження та оптимізації роботи інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту необхідною є побудова імітаційної моделі підсистеми [3]. Зокрема, задача імітаційного моделювання вирішується за допомогою математичного апарату мереж Петрі [4].

У роботі представлена імітаційна модель роботи центрального блоку керування локального об'єкту, створена за допомогою мереж Петрі, з урахуванням критерію мінімізації вартісних витрат на прикладі керування підсистемою освітлення приміщення.

# Структура інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту

Система керування електроживленням локального об'єкту містить в собі наступні компоненти [2]:

- Центральний блок керування, який генерує команди керування у відповідності із заданим алгоритмом та інформаційними сигналами стану від навантажень та джерел;
- Зовнішні датчики (магнітні датчики, датчики руху та ін.), які сигналізують про виконання деяких подій, які потребують змін в алгоритмі функціонування;
- Виконавчі пристрої (реле, димери);
- Контролери окремих навантажень або груп навантажень (підсистем), які обробляють отриману інформацію від датчиків та центрального блоку керування;
- Мережеві пристрої, які забезпечують передачу даних по інформаційно-керуючій мережі локального об'єкту.

Система керування електротехнічними пристроями розпізнає конкретні ситуації (події) у локальному об'єкті та реагує на них, забезпечуючи оперативний обмін даними між центральним блоком керування та підсистемами різних рівнів ієрархії.

Структура інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту представлена на рис. 1.

Функціонування системи здійснюється згідно заданого алгоритму, який реалізується центральним блоком, однак користувач локального об'єкту (оператор) через використання автоматизованого робочого місця (АРМ) може вносити зміни в цей алгоритм, виконуючи при необхідності функції програмування, конфігурування, контролю та керування системою [5].

# Опис підсистеми освітлення локального об'єкту

У якості однієї з підсистем електротехнічних пристроїв інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту була розглянута підсистема освітлення приміщення. Для енергоефективного керування підсистемою освітлення можуть бути застосовані такі заходи, як автоматичне вимикання або зменшення рівня освітлення за допомогою одного чи декількох елементів керування:

- вимкнення: за часом (вимкнення на запланований період часу), локальне (вимкнення пристроїв з меншим пріоритетом), в залежності від зовнішнього освітлення та заповненості приміщення (вимкнення підсистеми освітлення при достатньому зовнішньому освітленні та у порожньому приміщенні);
- дискретне або неперервне зменшення рівня освітленості з контролем зовнішнього освітлення або напруги;

 регулювання вимикачів оператором власноруч. Однією з задач енергоефективного керування споживанням є збільшення частки споживання електроенергії у інтервалі дії нижчих тарифів на електроенергію мережі, що дозволяє зменшити вартісні витрати [1].

Розглянемо приклад підсистеми освітлення, яка містить два димери для регулювання загального та локального освітлення, два датчики присутності та зовнішнього освітлення та дві групи ламп для загального та локального освітлення. Перелік електротехнічного обладнання цієї підсистеми наведений у табл. 1 з вказаними режимами пристроїв та рівнем ієрархії.

Унаслідок розподілу на загальне та локальне освітлення у спрощеній моделі виділяють два рівні ієрархії пристроїв підсистеми. Загальне освітлення має вищий (перший) рівень ієрархії відносного локального (другий рівень).

Тип пристрою	Режими та стани пристроїв	Рівень
		ієрархії
1. Димер TV700	1) Вимкнений;	1
(загальне освітлен-	2) Увімкнений;	(найвищий)
ня)	<ol><li>Регулювання (плавне, 60-700 ВА).</li></ol>	
2. Димер TVe700	1) Вимкнений;	2
(локальне	2) Увімкнений;	(найнижчий)
освітлення)	3) Регулювання (плавне, 50-700 BA).	
3. Датчик	1) «Прогрів» (світловий індикатор світиться 2 секунди, датчик	
присутності	передає сигнал до центрального блоку, не реагує на рухи про-	
	тягом 5 секунд): підсистема освітлення увімкнена, присутність	
	людей в приміщенні.	
	2) «Тривога» (світловий індикатор світиться при кожній реакції на	1
	рух в приміщенні та передає сигнал до центрального блоку):	(найвищий)
	увімкнення підсистеми освітлення при появі людини в приміщенні.	
	3) «Очікування» (світловий індикатор не світиться, датчик не	
	передає сигнал до центрального блоку): підсистема освітлен-	
	ня вимкнена, відсутність людей в приміщенні.	
4. Датчик зовнішнь-	1) «Норма» (рівень зовнішнього освітлення достатній для	
ого освітлення	освітлення приміщення, робота підсистеми освітлення не по-	
	требує зміни);	
	2) «Низький рівень освітлення» (рівень зовнішнього освітлення не-	
	достатній, регулювання (збільшення) рівня штучного освітлення;	1
	3) «Високий рівень освітлення» (рівень зовнішнього освітлення	(найвищий)
	більш ніж достатній, регулювання (зменшення) рівня штучного	
	освітлення.	
5. Група низько-	1) Вимкнення;	2
вольтних галогенових	2) Увімкнення;	(найнижчий)
ламп 230/12 В (ло-	3) Регулювання.	
кальне освітлення)		
6. Група низько-	1) Вимкнення;	
вольтних ламп роз-	2) Увімкнення;	1
жарювання 230 В (за-	3) Регулювання.	(найвищий)
гальне освітлення)		

Таблиця 1. Пристрої підсистеми освітлення

#### Імітаційна модель центрального блоку керування з урахуванням критерію мінімізації вартісних витрат

Задача оптимального керування споживанням електроенергії у системі освітлення може бути сформульована у двох варіантах:

1) мінімізація витрат у грошовому визначенні;

 мінімізація ресурсів. У даній статті при побудові імітаційної моделі був застосований критерій мінімізації вартісних витрат.

Перший варіант задачі справедливий для систем, в яких критичною є вартість спожитої енергії. При цьому передбачається впровадження алгоритмів оптимального керування для регулювання режимів пристроїв, що входять до складу підсистеми освітлення, відповідно до вимог мінімізації вартісних витрат та ієрархічного розподілу пристроїв з урахуванням важливості, потужності споживання, часу та тривалості роботи. Другий варіант формулювання задачі оптимального керування передбачає розгляд локальних об'єктів, для яких найважливішою є задача раціонального використання ресурсів. Прикладами таких об'єктів є автономні фермерські господарства, дослідницькі станції, військові об'єкти.

Мінімізація вартісних витрат підсистеми освітлення досягається за рахунок використання різних тарифних планів у різні часові інтервали доби: нічний тариф – в інтервалі від 23:00 до 6:59 години; напівпіковий – від 7:00 до 7:59 години, від 11-00 до 19-59 години та від 22-00 до 22-59 години; піковий – в інтервалі від 8:00 до 10:59 години та від 20:00 до 21:59 години [6].

На рис.2 приведена імітаційна модель алгоритму роботи центрального блоку керування інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту з використанням критерію мінімізації вартісних витрат, виконана за допомогою мереж Петрі.

У табл. 2 наведені умовні позначення позицій та переходів моделі.



Рис.1. Структура інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту



Рис. 2. Імітаційна модель алгоритму роботи центрального блоку керування з урахуванням критерію мінімізації вартісних витрат

		lunovo	
індекс	позиція Р Т	індекс ;	Перехід Г ј
1		J 1	
I	Сигнал з датчика присутності (режим	I	оброска сигналу з датчика при-
	«тривога» - реакція на рух в приміщенні)		супності — увімкнення підсистеми
2		2	
2		2	
	«Очкування» - відсутніств жодної люди-		
3	Перевірка чи є найнижчим поточний та-	3	ТВПЕ-дерехід будевої дозиції РЗ
	рифелектроенергії (булева позиція)		
		4	FALSE-перехід булевої позиції РЗ
4	Перевірка, чи перевищує потужність	5	FALSE-перехід булевої позиції Р4
	споживання задану при вмиканні (оулева позиція)	6	TRUE-перехід булевої позиції Р4
5	Потужність споживання освітлення не	7	Вмикання загального та локально-
	перевищує задану при вмиканні		го освітлення
6	Перевірка, чи перевищує потужність	8	FALSE-перехід булевої позиції Р6
	споживання загального освітлення зада-	9	TRUE-перехід булевої позиції Р6
	ну при вмиканні (булева позиція)		
7	Потужність споживання загального освіт-	10	Вмикання загального освітлення
	лення не перевищує задану при вмиканні		
8	Потужність споживання загального освіт-	11	Вмикання та регулювання (змен-
	лення перевищує задану при вмиканні		шення рівня освітлення) загально-
		10	го освітлення
9	Поточнии тариф не є наинижчим	12	Вимкнення локального освітлення
10	Очікування наступного тарифу	13	Перевірка поточного тарифу
11		1/	
		14	пкос-перехід булевої позиції Р П
	новому тарифі (булева позиція)	15	FALSE-перехід булевої позиції Р11
12	Потужність споживання локального освіт-	16	Вмикання локального освітлення
	лення при новому тарифі є задовільною		
13	Сигнали для вмикання загального		
	освітлення		
14	Сигнали для вимикання загального		
	освітлення		
15	Сигнали для вмикання локального		
	освітлення		
16	Сигнали для вимикання локального		
	освітлення		
17	Сигнали з датчика зовнішнього освітлен-		
	ня про рівень зовнішнього освітлення та		
	потребу регулювання штучного освітлення		

Таблиця 2. Позначення позицій та переходів моделі

Центральний блок керування здійснює опитування блоку зовнішніх датчиків й отримує відповідні сигнали щодо вмикання або вимикання системи освітлення (Р1,Т1 – спрацювання датчика та Р2,Т2 – режим «очікування»). Сигнали з датчиків (позиції Р1, Р2, Р17) є обов'язковими для початку роботи моделі. При отриманні сигналу для увімкнення системи освітлення (Р1, Т1), здійснюється перевірка поточного тарифу щодо того, чи є він найнижчим (позиція Р3). Позиція РЗ є булевою, тобто має переходи (T3,T4) зі значеннями «TRUE» (істина) та «FALSE» (хибність) відповідно. Після перевірки тарифу спрацювати може лише один з двох переходів цієї булевої позиції. У випадку найнижчого тарифу (TRUE-перехід T3) відбувається наступна перевірка – чи перевищує потужність споживання навантаження при вмиканні задану оператором потужність (Р4 – булева позиція). У випадку значення потужності споживання, меншого від заданого (FALSE-перехід T5) центральний блок керування виробляє сигнали щодо вмикання загального та локального освітлення (Т7, Р13, Р15), причому перехід Т7 має дві вихідні позиції – Р13 та Р15, тобто при спрацюванні переходу Т7 маркери отримають дві його вихідні позиції. Таким чином кількість маркерів в системі збільшиться на 1. Якщо потужність споживання навантаження перевищує задану оператором (TRUE-перехід T6 булевої позиції P4), то центральний блок керування створює сигнал щодо вимкнення локального освітлення (позиція Р16), яке має нижчий рівень ієрархії відносно загального освітлення, для зменшення рівня потужності споживання системи освітлення, та здійснюється перевірка, чи перевищує потужність споживання загального освітлення задану оператором (булева позиція Р6). Якщо потужність споживання загального освітлення не перевищує задану (FALSE-перехід Т8), центральний блок керування створює сигнал для увімкнення загального освітлення приміщення, у протилежному випадку (TRUE-перехід Т9) – увімкнення загального освітлення здійснюється лише після регулювання димером рівня освітлення (перехід Т11). Перехід Т11 має розширення – «АБО», тобто для спрацювання переходу достатньо того, щоб одна з його вхідних позицій (позиції Р8, Р17) мала маркер.

Якщо поточний тариф не є найнижчим (позиція Р9), центральний блок керування формує сигнал щодо тимчасового вимкнення локального освітлення (перехід Т12, позиція Р16) та відбувається перевірка поточного тарифу (перехід Т13) та порівняння потужності споживання локального освітлення при новому тарифі (булева позиція Р11). Після того, як значення потужності споживання локального освітлення не буде перевищувати допустиме (TRUE-перехід T14, позиція Р12), центральний блок керування ствосигнал для увімкнення рить локального освітлення приміщення. У протилежному випадку (FALSE-перехід T15) маркер повернеться до позиції очікування та перевірки нового тарифу (позиція Р10).

Також у моделі був врахований датчик зовнішнього освітлення, сигнали з якого (позиція Р17) про недостатній або надмірний рівень освітлення викликають подальше регулювання загального освітлення приміщення (перехід T11).

У моделі були використані булеві позиції РЗ, Р4, Р6, Р11. Кожна з цих позицій має два переходи зі значеннями «TRUE» (істина) та «FALSE» (хибність) відповідно, які не можуть спрацювати

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» одночасно. Перехід T11 має розширення – виключне «АБО», тобто для спрацювання переходу достатньо того, щоб одна з його вхідних позицій (P8, P17) мала маркер.

#### Висновки

Впровадження алгоритму енергоефективного керування підсистемою освітлення приміщення за критерієм мінімізації вартісних витрат дозволяє зменшити вартість спожитої енергії. Керування підсистемами та окремими пристроями припускає наявність ієрархічного розподілу, при якому алгоритм керування та характер застосування заходів мінімізації електроспоживання визначається ієрархічним рівнем.

Імітаційна модель роботи центрального блоку керування інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту, на прикладі підсистеми освітлення, з урахуванням критерію мінімізації, створена за допомогою мереж Петрі, дозволяє дослідити поведінку, властивості та умови функціонування реальної системи. Створена імітаційна модель є доцільною для використання при моделюванні та дослідженні роботи всієї інформаційно-керуючої мережі локального об'єкту.

#### Література

- О.В. Кириленко, Ю.С. Петергеря, Т.О. Терещенко, В.Я. Жуйков. Інтелектуальні системи керування потоками електроенергії у локальних об'єктах. – К.: «Аверс», 2005.
- Ю.С. Петергеря, А.Г. Киселева. Особенности построения вычислительно-управляющей сети локального объекта // Электроника и связь. Тематический выпуск «Проблемы электроники», ч.1. 2008. С.208-213.
- А.Н. Сочнев. Оптимизация в сетях Петри с применением нейросетей // Труды I Всероссийской научной конференции молодых ученых. – 2010. – С.97-104.
- 4. Дж. Питерсон. Теория сетей Петри и моделирование систем. – М.: «Мир», 1984.
- 5. *Э. Танненбаум*. Компьютерные сети.-СПб.: «Питер», 2003. 992 с.
- Постанова про тарифи на електроенергію, що відпускаються населення і населеним пунктам від 10.03.99 // http://www.nerc.gov.ua/ control/uk/publish/article/main?art\_id=52717& cat\_id=34446

УДК 681.3:621.39:51

А.О. Лунтовський, д-р техн. наук<sup>1</sup>, І.В. Мельник, д-р техн. наук<sup>2</sup>

## Автоматизоване проектування безпроводових комп'ютерних мереж в системі CANDY Framework

Исследуется способ построения системы автоматизированного проектирования (САПР) комбинированных локальных сетей CANDY Framework, которые состоят из офисной сети и сети автоматизации зданий, созданных с использованием известных стандартов. Рассматриваются требования к современным радиосетям, представлены средства САПР физического уровня беспроводных сетей в соответствии со стандартами IEEE 802.11 (Wireless LAN), 802.16 (WiMAX), 802.15.4 (Wireless Sensor Networks ZigBee). Teхнические условия проектирования таких сетей имеют противоречиво-компромиссный характер относительно таких факторов, как производительность, эффективное энергопотребление и затраты на сетевое решение.

The paper discusses architecture of a computer-aided design (CAD) of combined networks CANDY Framework for offices and building automation systems based on diverse wired and wireless network standards. The requirements to modern radio networks design have been examined. A developed planning tool purposed to support of PHY-layer design of wireless nets by standards IEEE 802.11 (Wireless LAN), 802.16 (WiMAX), 802.15.4 Sensor Networks (Wireless ZigBee) is represented. The design requirements on these networks are often contradictive and often have to consider such factors as performance, energy and cost efficiency for a network solution altogether.

Ключевые слова: САПР, беспроводные сети, пикосети автоматизации зданий, моделирование радиосети, эмпирические модели распространения радиосигналов, распараллеливание сложных алгоритмов.

#### Вступ

Об'єкт проектування – комбінована мережа. Проектування сучасних проводових, безпроводових та мобільних мереж можливе тільки на основі використання високоефективних моделей та методів, котрі описані у попередніх публікаціях [1 – 3]. Якість САПР безпроводових мереж насамперед визначається математичними моделями, на яких вони базуються. Завдяки застосуванню адекватних моделей досягається підвищення продуктивності та поліпшення параметрів якості обслуговування мережі QoS (Quality of Service) при оптимізації її вартості, прибутковості та підвищенні точності рішень. Система CANDY (Computer Aided Network Design utilitY) Framework [1] є САПР комбінованих мереж у будівлях, які складаються з ділянок мереж офісної комунікації та мереж автоматизації типу: LAN Ethernet, WLAN IEEE802.11, WIMAX IEEE 802.16, WSN 802.15.4, LON (Local Operating Network), KNX (Konnex/ European Installation Bus) тощо (рис. 1). Окрім того, можлива побудова мереж автоматизації (HVAC – Heating, Ventilating and Air Conditioning) на основі суто офісних мереж Ethernet. Ефективне та економічне проектування подібних мереж передбачає ретельно продуману інтеграцію засобів та сумісність інтерфейсів.

Безпроводові сенсорні мережі. Інтерес до мереж автоматизації зростає щороку завдяки їхній невисокій вартості та відносній простоті інсталяції. Однією з найбільш перспективних галувикористання зазначених мереж WSN зей (Wireless Sensor Networks) є галузь автоматизації будівель та приміщень [4, 5], наприклад, автоматизовані системи для вимірювання температури та контролю освітленості. Потрібна кількість проводових сенсорів для керування кліматом у такому інтелектуальному будинку (рис. 1) може бути значною, що неминуче призводить до високих витрат праці на інсталяцію та, у деяких випадках, навіть до реконструкції будівлі із метою прокладання кабельних систем. Тому економічну та ефективну альтернатіву проводовим сенсорам із використанням польових шин складають сучасні безпроводові пікомережі WSN.

Зазначені мережі [4, 5] досить критичні із точки зору енергоресурсів, оскільки заміна кількох сотен сенсорів, які вийшли з ладу, досить недешева збоку витрат та необхідної праці для обслуговуючого персоналу. Батареї мають обмежену енергоємність та розряджуються у залежності від потужності передавання та частоти відправлення повідомлень. Тому надзвичайно важливою є проблема забезпечення ефективного енергоспоживання та енергоменеджменту вузлів мережі WSN. Однією з досліджуваних нами можливостей покращення WSN з точки зору енергоспоживання є оптимізація топології на рівні РНҮ.



Рис. 1. Приклад комбінованої мережі у будівлях

#### 1. Побудова САПР комбінованих локальних мереж CANDY Framework

Архітектура САПР. Архітектуру САПР комбінованих мереж у будівлях, що складаються з мереж офісної комунікації та мереж автоматизації LAN Ethernet, WLAN IEEE802.11, IEEE WiMAX 802.16, WSN, LON. CAN тощо [1-6], наведено на рис. 2. У складі зазначеної САПР CANDY Framework наявні наступні модулі, які реализовані як вільно-інкапсульовані додатки на платформах Eclipse Rich Client Platform (ERCP plug-ins), JRE (Java Runtime Environment), Application Server, Middleware (Apache, Tomcat/JSP, Java Server Pages, EJB, Enterprise Java Beans), Web Services (Apache Axis 2). Модулі системи мають наступне призначення [1, 3].

**Модуль 1.** Менеджер проекту CANDY Project Manager (CPM) використовується для описання маршруту проектування та є специфічним для системи CANDY. Він дозволяє проводити описання даних проекту та умов його створення. У програмі введені відповідні елементи для опису робочих потоків (Workflow) та їхнього контролю в рамках CANDY.

**Модуль 2.** Редактор CANDY Network Editor (CNE) є графічним інструментом для проектування топології мереж і складається з двох частин: текстове введення даних проекту та графічне введення топології мережі (рис. 3). Вбудований редактор мовою NDML (Network Design Markup Language) [1, 9] дозволяє здійснювати введення топології мережі у графічному режимі, при цьому можуть бути визначені всі пристрої, зокрема ПК, шлюзи, маршрутизатори, комутатори, концентратори, точки доступу, базові станції, кабелі, СКС, вузли автоматизації, а також зв'язки між ними.

CANDY Component Модуль 3. Browser (ССВ) дозволяє переглядати як бази даних мережевих продуктів, так і сформовану базу даних (БД) проекту мережі. Модуль працює сумісно з модулем CANDY Bill Reporter (CBR). БД компонентів має функцію поновлення та містить актуальні дані про сучасні мережні продукти, компоненти та їхню вартість. БД проектів містять записи про використані мережні продукти. Для вирішення задач оптимізації продуктивності, енергетичної ефективності та вартості комбінованих мереж локальних використовуються наступні засоби [1, 3].

Модуль 4. CANDY Trace Router (CTR) застосовується для автоматичного трасування структурованої кабельної системи (СКС), локальної мережі будівлі при заданих розташуваннях серверних приміщень (комутатори, шлюзи, маршрутизатори, кроспанелі) у специфічних САПР (IFCXML форматах для AutoCAD тощо) [1]. СКС для сучасних обчислювальних мереж складається з первинної, вторинної та третинної областей. CANDY Trace Router оптимізує проведення кабелю Ethernet LAN IEEE802.3 з урахуванням безпроводових ділянок стандартів WLAN IEEE802.11.









Модуль 5. CANDY Wireless Site Finder (CSF) призначений для проектування та розрахунку безпроводової частини, який підтримує функції імпорту форматів AutoCAD, Python CAD, NDML, IFCXML, PDF, які містять поверхові плани, географічні карти та плани місцевості, також підтримується експорт стандартних форматів XML, JPEG, BMP та PNG, комфортабельний менеджмент, видалення та коректування об'єктів та перешкод [1, 3]. На рис. 4 зображено узагальнену модель безпроводової мережі для використання у САПР [6 - 8]. Реалізовані функції автоматичного розміщення точок доступу, базових станцій або сенсорів, розрахунку та візуалізації емпіричних моделей поширення [1,

3] Free Space Loss, Multi Wall, COST 231 Walfish Ikegami, Dominant Path Prediction, Line of Sight Models, візуалізації послаблення, приймальної потужності, бітової швидкості та покриття на основі даних з необхідного розподілу частот та перешкод у специфічних форматах САПР (IFCXML для AutoCAD).

Модуль 6. Приклад з проектування засобами CANDY Framework наведений на рис. 5. Для здійснення подійного моделювання, багатоваріантного аналізу TCP/IP-інфраструктури за допомогою засобів мережного моделювання NS-2, OMNet++ тощо [1, 3, 10] необхідний модуль CANDY Workload Analyser (CWE).

Модуль 7. CANDY Bill Reporter (CBR) як



Рис. 4. Узагальнена модель безпроводової мережі для використання у САПР

засіб розрахунку вартості мережі базується на даних з використаних компонентів, про СКС та мережні продукти, які містяться у БД. СВR дозволяє розраховувати динамічні цільові функції (ЦФ) вартості мережі *К*(*t*) для визначеного періоду експлуатації, надавати прогнози із поточної вартості та рентабельності модифікації.

Критерії оптимізації мереж. Технічні вимоги до проектування сучасних мереж досить часто мають супротивно-компромісний характер та стосуються здебільшого таких позицій, як продуктивність (QoS, Quality of Service), ефективне енергоспоживання та оптимальність з точки зору вартості та видатків мережного рішення. Для комбінованих мереж, які включають WSN, надзвичайно важливою є також проблема забезпечення еффективного енергоспоживання та енергоменеджменту вузлів. Цільова функція загальної вартості має вигляд:

$$K = K(N_1, N_2, QoS(DR), L, t), \tag{1}$$

де  $N_1$  – оптимальна кількість введених у дію мережних пристроїв (комутаторів, маршру-тизаторів тощо),  $N_2$  – оптимальна кількість введених у дію безпроводових точок доступу та безпроводових сенсорних вузлів за умови оптимального розташування WLAN та WSN, яке отримане за допомогою методів моделювання фізичного рівня,

QoS, DR – прийнятний рівень якості обслуговування QoS, насамперед, швидкість передання даних (data rate), *L* – оптимальна суцільна довжина СКС, *t* – час експлуатації. СВR використовує також константи конфігурації визначені у [1], які виражають, зокрема, коефіцієнт амортизації мережі або окремих мережних компонентів.

#### 2. Складні задачі проектування радіомереж та забезпечення доступу до багатоядерного комп'ютеру

Сервіс для доступу CANDY Web Service. Для забезпечення доступу до багатоядерного комп'ютеру, розпаралелювання ресурсоємних алгоритмів моделювання безпроводових мереж та прорахунку чисельних варіантів проектування у мережах TCP/IP, окремі модулі САПР САNDY Framework можуть бути надані у якості сервісів CANDY Web Service. Проведений модельний експеримент із використанням CANDY Web Service для доступу до багатоядерного комп'ютеру MARS SGI Altix 4700, встановленому у ТУ Дрезден, із 1024 ядрами Intel Itanium dual-core, обсягом оперативної пам'яті 6,5 ТБайт. Розроблений сервіс застосовує платформу Axis 2 та стандартний протокол доступу SOAP для передавання та приймання повідомлень SOAP із вкладками (SOAP with attachments, SwA-messages).



а) інфраструктура: трасування СКС для Ethernet



б) проектування безпроводової частини: послаблення середовища

#### Рис. 5. Проектування комбінованих мереж у системі CANDY Framework

На рис. 6 представлений діалог у сервисі САNDY Web Service. Розроблений сервіс СANDY Web Service надає фахівцям та студентам унікальну можливість доступу до експериментальних засобів проектування CANDY та до алгоритмів моделювання у комбінації з обчислювальною потужністю багатоядерного комп'ютеру MARS. Для прискорення розрахунку ресурсоємних алгоритмів моделювання безпроводових мереж успішно застосовується інтерфейс паралельних обчислень OpenMP. Приклад проектування з паралельними обчисленнями. Для розрахунку завдань на MARS звичайно застосовується від п'яти до 70 ядер. Складні задачі проектування присвячені, наприклад, аналізу «вузьких місць» в інфраструктурі мережі TCP/IP, візуалізації розподілу приймальної потужності (рис. 4) безпроводових мереж (WLAN) на двовимірних планах та у точках доступу AP [6 – 8]. Спочатку було виконано паралельну реалізацію відповідного алгоритму DPP (Dominant Path Prediction) складності за



Рис. 6. Діалог у сервисі CANDY Web Service, робота з віддаленим завданням

Ландау O(exp(k)) (k – кількість променів) у складі модуля CANDY Site Finder на двох- та чотирьох'ядерних процесорах (Dualcore/ Quadcore CPU). Тим не менш, для отримання відчутного виграша у часі обчислення при підвищенні відносної ресурсоємності програмування із послідовного на паралельне, необхідно використання високопродуктивних комп'ютерів типу MARS. Відповідний обчислювальний експеримент був проведений із комп'ютером MARS для складної мережі, яка являє собою кампус розміром 1000×697 = 697000 точок, складається з 64 будівель із сумарним числом стін 360 та двома станціями BS (base stations) типу WiMAX.

У таблиці 1 наведені сумарні витрати часу для розрахунку зазначеного складного проекту безпроводової мережі WiMAX у розпаралеленому модулі DPP у рамках модуля 5 CANDY Site Finder для чисельних варіантів, залежно від кількості потоків та ядер. Прийнята для даного експерименту роздільна здатність 1000 × 697 = 697000 точок моделювання відповідає абсолютній точності  $\varepsilon \leq 73,4$  см, розрахунок на одному ядрі займає 2 год 23 хв. При цьому розмір стільників WiMAX загалом складає ≥2 км. Експеримент показує зменьшення часу обчислень у 56 разів. Аналітична апроксимація може бути задана наступною формулою:

$$T = T_1 \cdot N^{-\alpha}, T_1 = 8021 \text{ c}, \alpha = 0,95,$$
 (2)  
де  $T$  – загальний час обчислень у секундах,

 $T_1$  – час розрахунку для одного ядра у секундах, Nкількість необхідних ядер, α напівемпіричний коефіцієнт.

Таблиця 1. Розпаралелений модуль СА	NDY	Site
Finder: час моделювання складного про	екту	без-
проводової мережі методом DPP		

Кількість потоків	Витрати часу, с
1	8021
2	4163
5	1749
10	908
20	471
30	321
55	181
70	144

Розпаралелювання важливе не тільки для певних алгоритмів. Часто проведення багатоваріантних досліджень у САПР може стати особливо ефективним при використанні технологій розпаралелювання та прогоні кількох «клонів» однієї й тієї самої моделі мережі із різними параметрами налаштування (multi-variant analysis). Так, наприклад, для мереж WLAN та WiMAX є

(2)

дуже ефективним обчислювати складні сценарії для відразу кількох рівней (розрізів висоти у місті, поверхів в будівлях тощо) на кількох ядрах або процесорах.

#### Висновки

Досліджено побудову та властивості САПР комбінованих локальних мереж, що складаються з офісної мережі та мережі для автоматизації будівель, створених із використанням численних відомих проводових та безпроводових мережних стандартів. Розглянуті вимоги до сучасних радіомереж, представлені засоби САПР, призначені для підтримки проектування фізичного рівня безпроводових мереж за стандартами IEEE 802.11 (Wireless LAN), 802.16 (WiMAX), 802.15.4 (Wireless Sensor Networks ZigBee). Для сучасних безпроводових сенсорних мереж (WSN, Wireless Sensor Networks IEEE 802.15.4) надзвичайно важливою є проблема забезпечення еффективного енергоспоживання.

Для забезпечення доступу до багатоядерного комп'ютеру, розпаралелювання ресурсоємних алгоритмів моделювання безпроводових мереж та розрахунку численних варіантів проектування у мережах TCP/IP окремі модулі САПР САNDY Framework подаються у якості сервісів САNDY Web Service. Проведений модельний експеримент із використанням CANDY Web Service для доступу до багатоядерного комп'ютеру. Зазначений сервіс надає фахівцям та студентам унікальну можливість використання експериментальних засобів проектування. Література

- Luntovskyy A. Integration Concepts for Computer-Aided Design Tools for Wired and Wireless Local-Area Networks. – Shaker Verlag Aachen, 2008. – 196 p.
- 2. Лунтовський А.О. Технології розподілених програмних додатків // К.: ДУІКТ, 2010. 474 с.
- Лунтовський А.О., Мельник І.В. Проектування та дослідження комп'ютерних мереж // Навч. пос. – К.: Університет "Україна", 2010. – 362 с. (ISBN 978-966-388-315-1).
- Luntovskyy A., Vasyutynskyy V. On Computer-Aided Design of Energy Efficient Wireless Sensor Networks. – ACM supported IWCMC 2010, Caen, France, 28 June - 2 July 2010. P. 311-315.
- Luntovskyy A., Vasyutynskyy V., Kabitzsch K. Propagation Modeling and Placement Algorithms for Wireless Sensor Networks. – IEEE ISIE 2010, Bari, Italy, 4-7 July, 2010.
- 6. Гуреев А.В., Кустов В.А. Компьютерное моделирование беспроводных сетей и проблемы их электромагнитной совместимости // Electronic Magazine "Reaserched in Russia" (Online 2011): http://zhurnal.ape.relarn.ru.
- Luntovskyy A., Schill A. Functionality of Wireless Network Design Tools. – IEEE CriMiCo Conference, Sevastopol, 14-18 Sept. 2009. – P. 343-345.
- Luntovskyy A., Uhlig S., Guetter D., Cross-Layered Wireless Network Planning and Modeling Methods and Tools. – 5th IEEE and ACM ICWMC, June 2009, Leipzig. – P.1417-1421.
- 9. NDML (Online 2010): http://www.rn.inf.tudresden.de/.
- 10. Network Simulator NS-2 (Online 2011): http://www.isi.edu/nsnam/ns/

<sup>1</sup>BA Dresden University of Coop. Education, Dresden, Germany <sup>2</sup>National Technical University of Ukraine "Kiev Polytechnical Institute", Kyiv, Ukraine
# Системы автоматизированного проектирования

УДК 681.324 О.П. Кургаєв, д-р техн. наук, І.В. Савченко

## Проектування вбудованої системи в САПР на основі поведінкової моделі

Незважаючи на широкий спектр засобів проектування вбудованих систем (ВС), процес розробки специфікації системи автоматизований неповністю. Метою роботи є розробка підходу до проектування специфікації ВС на основі поведінкової моделі роботи системи, який додатково розв'язує задачу вибору оптимальної кількості процесів системи та описує перехід від специфікації системи до її апаратно-програмної реалізації. Загальними методами дослідження є: теорія проектування обчислювальних систем; методи оптимізації апаратних витрат; методи проектування ВС із застосуванням мови VHDL. Запропонований підхід може бути застосований при розробці складних ВС.

In spite of that wide spectrum of planning tools of the embedded systems (ES) in CAD has been developed, particular emphasis should be placed on specification development. The purpose objective is to develop the formalist approach of specification planning, which is based on behavioural model and additionally decides the problem of optimal choice of number of process and describes a conversion from the system specification to its final realization. Investigations were made by using such methods: theory of computer systems planning, methods of hardware resources optimization; methods of planning with use of VHDL language. Offered approach can be applied in ES developing.

Ключові слова: вбудовані системи, система автоматизованого проектування, специфікація системи, етапи проектування, поведінкова модель, розділення специфікації, апаратно-програмне розбиття.

#### Вступ

Проектування вбудованих систем (embedded systems) є досить складним процесом, який сьогодні відбувається із застосуванням системи автоматизованого проектування (САПР). Сучасні технології розробки вбудованих систем (ВС) вимагають одночасної розробки інструментальними засобами САПР як програмного, так і апаратного забезпечення. Успішне розподілення функцій між програмним та апаратним забезпеченням здатне забезпечити невисоку ціну, оптимальну продуктивність, високу надійність, можливість подальшої модифікації ВС.

Більшість етапів проектування в САПР автоматизовано, однак початковий процес – процес розробки специфікації системи у зв'язку із його складністю не автоматизований. В роботах [1-4] наведено формальні підходи до розробки специфікації системи у середовищі САПР, однак вони потребують уточнення, зокрема, відносно розв'язку задачі вибору оптимальної кількості процесів системи та особливостей переходу від специфікації системи до її реалізації.

У зв'язку з цим метою роботи є розробка формального підходу до проектування специфікації ВС на основі поведінкової моделі роботи системи, який додатково розв'язує задачу вибору оптимальної кількості процесів системи та описує перехід від специфікації системи до її апаратно-програмної реалізації.

#### 1. Етапи проектування ВС

На рис. 1 представлено основні етапи проекттування ВС: розробка специфікації системи, роспецифікації системи, зділення апаратнопрограмне розбиття, апаратно-програмна реалізація. На першому етапі відбувається розробка специфікації системи, яка представляється у вигляду напрямленого графу, вузлами якого є процеси, кожний із яких виконує певну послідовність дій. Для забезпечення обміну даними між процесами встановлюються зв'язки у вигляді дуг графу. Граф процесів може бути побудований вручну або у вигляді файлу опису поведінки системи на мові високого рівня, який в подальшому за допомогою інструментальних засобів САПР може бути синтезований у модель системи на рівні регістрових передач (RTL-рівень).

#### 2. Мови специфікації системи

Класичними методами опису специфікації системи є опис поведінкової моделі системи за допомогою скінчених автоматів, мереж Петрі або графів. Сучасні САПР пропонують широкий спектр інструментальних засобів для опису апаратури та програмного забезпечення. Для опису структури, поведінкової моделі, а також логічного



Рис. 1. Етапи проектування ВС

рівня застосовуються такі мови програмування апаратури [5]: VHDL, Verilog®-HDL, SPICE, Verilog®-A, VHDL-AMS, Verilog®-AMS, SystemVerilog, SystemC, аналогічно для опису програмного забезпечення — С, С++, Visual Basic, JAVA, SystemC. Головними особливостями мов програмування апаратури є забезпечення широких можливостей опису моделі системи [5]:

- Високий ступінь абстракції. Дозволяє зосередитись тільки на розробці абстрактної моделі пристрою, що не залежить від реалізації. Зокрема, на початковому етапі можна отримати моделі процесів, які можуть бути реалізованими або апаратно, або програмно.
- Паралелізм процесів. Дана властивість забезпечує можливість організувати моделювання одночасної роботи декількох процесів системи.
- Часові константи. Дозволяють встановлювати обмеження на часові затримки при вико-

нанні процесів системи та обміну даними між ними.

- Апаратні константи. Дозволяють встановлювати обмеження до витрат апаратних ресурсів, специфіку розміщення ресурсів ПЛІС.
- Бібліотеки компонентів. Дозволяють скоротити час розробки специфікації системи за рахунок використання вже готових, оптимізованих та верифікованих ІР-модулів і стандартних елементів.
- Можливість компіляції та аналізу. Дозволяє перевірити на коректність представлення специфікації системи у середовищі САПР, провести оптимізацію, верифікацію, при необхідності згенерувати із текстового опису графічне представлення поведінкової моделі системи у вигляді графу.
- Можливість комбінованого опису системи.
  Завдяки цьому модель системи може бути представлена із застосуванням поведінкового (внутрішня структура пристрою, що реалізує процес, не специфікується, задається тільки функціональний опис), структурного (описується лише внутрішня структура пристрою, що реалізує процес) або змішаного опису (комбінація першого та другого).

#### 3. Розділення специфікації

#### 3.1. Уточнення специфікації

Процес розробки специфікації ВС розпочинається із її опису на системному рівні, на наступному кроці відбувається процес її ітеративного розділення на ще менші частини. Процес розділення відбувається до тих пір, поки не буде досягнуто рівня бібліотечних функцій та компонентів САПР. На рис. 2 представлений процес розділення специфікації системи.

На нульовому рівні специфікація представляється на самому найвищому абстрактному рівні (на рівні поведінкової моделі). На наступних рівнях відбувається розділення функціональних блоків специфікації на більш елементарні блоки, при цьому поведінкова модель системи не повинна змінюватись. Після кожного рівня розділення специфікації відбувається процес її верифікації, який виконується методом моделювання поведінки системи при заданих вхідних сигналах.

Головною метою процесу розділення специфікації системи є отримання нової (більш деталізованої або уточненої) специфікації системи, яка може бути успішно впроваджена за допомогою інструментальних засобів САПР. Даний процес включає також визначення множини внутрішніх сигналів, які будуть використані для обміну даними та командами поміж функціональними модулями.



Рис. 2. Процес розділення специфікації

#### 3.2. Декомпозиція специфікації

Найголовнішим завданням на даному етапі є визначення основних функціональних блоків (модулів) системи. Дані функціональні модулі будуть використовуватися на наступних етапах проектування для розв'язку задачі апаратнопрограмного розбиття. Етап декомпозиції системи передбачає розділення специфікації на процеси (task), які в подальшому можна буде синтезувати у програмне або апаратне забезпечення.

Досить суттєвою задачею, на цьому етапі, є розділення специфікації системи на множину таких функціональних модулів, які забезпечать найліпшу продуктивність роботи ВС, вартість розробки та можливість її оптимізації. Однак на даному етапі розробки системи не слід визначати те, яким саме чином буде реалізовано конкретний процес (програмно чи апаратно), оскільки це може зменшити вірогідність отримання системи, параметри якої близькі до оптимальних. Крім того це також заважатиме реорганізовувати систему в подальшому. Тому для досягнення найбільшої незалежності від завершальної реалізації системи (на логічному рівні), на етапі декомпозиції системи не слід прив'язуватися до конкретної архітектури, а намагатися при цьому використовувати поведінкові моделі для опису функціональних модулів.

Процес декомпозиції розпочинається із перетворення основної специфікації системи на множину паралельно взаємодіючих між собою процесів, якщо між ними не присутня залежність по даним. Якщо така залежність присутня, то вона встановлюється завдяки послідовному виконанню таких процесів. В кінцевому випадку специфікація системи, представляється у вигляді одного або декількох файлів. На рис. З представлено структуру файлу специфікації системи, головними частинами якого є інтерфейсна та поведінкова частина [6].

<Множина бібліотек>

- <Інтерфейсна частина>
  - <Множина портів вводу-виводу>
- <Поведінкова модель системи>
  - <Множина внутрішніх сигналів>
  - <Процес 1>
  - <Процес 2>
- ...
- <Процес n>

#### Рис. 3. Структура файлу специфікації системи

Інтерфейсна частина містить бібліотеки, множину портів та сигналів, поведінкова частина містить опис процесів системи та їх взаємодію між собою. Кожний процес описується у вигляді послідовності окремих дій.

Крім того в процесі декомпозиції системи можна також додатково застосовувати спеціальні директиви компілятора інструментального засобу синтезу САПР, які забезпечують задані критерії декомпозиції системи. Тому для досягнення оптимальних результатів при декомпозиції системи, бажано, щоб початкова специфікація системи (на 0-му рівні) була представлена у такому стилі, який буде сприяти зручному виявленню в ній множини процесів.

#### 4. Апаратно-програмне розбиття

Після розділення специфікації згідно заданим критеріям системи, розпочинається етап програмно-апаратного розбиття системи. Головною задачею даного етапу є розподілення процесів на дві категорії: 1) процеси, які буде реалізовано програмно (SW-процеси); 2) процеси, які буде реалізовано апаратно (HW-процеси). Результатом такого розбиття є отримання структури системи, яка враховує задані параметри: продуктивність, часові характеристики, вартість, енергоспоживання. Етап апаратно-програмного розбиття може бути розділений на два етапи: об'єднання та розміщення процесів.

#### 4.1. Об'єднання процесів системи

Головною метою об'єднання процесів є мінімізація їх кількості, що буде сприяти спрощен-

ню наступних етапів розв'язку задачі апаратнопрограмного розбиття. Якщо кількість процесів системи є занадто великою, то розв'язок задачі програмно-апаратного розбиття значно ускладнюється. Натомість, при надто малій кількості процесів можна отримати систему, параметри якої суттєво відрізняються від оптимальних.

Для визначення оптимальної кількості процесів системи застосовується алгоритм об'єднання процесів, який мінімізує кількість транзакцій між ними. Для цього спочатку необхідно провести аналіз кількості транзакцій (операцій зв'язку між процесами) між усіма процесами системи. Далі будується граф, в якому об'єднуються в один процеси, між якими присутня найбільша кількість транзакцій. Отриманий граф повторно аналізується на кількість транзакцій між процесами та при необхідності відбувається повторне об'єднання процесів.

#### 4.2. Розміщення процесів

На етапі розміщення виконується розбиття всієї множини процесів на два типи, ті, що будуть реалізовані програмно, та ці, що буде реалізовано апаратно. Метою такого розбиття є отримання системи із найбільшою продуктивністю роботи чи найменшою вартістю виробництва. Для досягнення цього потрібно отримати найоптимальнішу реалізацію кожного із процесів. Далі будується функція вартості розробки системи та мінімізується її значення ітеративним перебором множини можливих варіантів реалізації системи. Система, у якій функція вартості буде мінімальною і є оптимальною.

#### 5. Реалізація системи

#### 5.1. Написання драйверу системи

На даному етапі множина SW-процесів є основою для реалізації драйверу системи. Одним із основних завдань на даному етапі є визначення інтерфейсів та алгоритму взаємодії між модулями системи. Необхідність цієї розробки викликана тим, що різні програмні модулі системи для обміну даними і командами між ними використовують спільно такі апаратні ресурси, як універсальний процесор, сопроцесор, пам'ять, шини.

При написанні драйверу необхідно дотримуватись коректної послідовності виконання процесів, якщо між ними присутній зв'язок по даних, в той же час забезпечувати коректну синхронізацію апаратних модулів. Драйвер системи повинен враховувати часові затримки в апаратних модулях та в їх каналах обміну даних, встановлювати пріоритетність використання апаратних ресурсів. Це дасть змогу оптимально використовувати апаратні ресурси системи.

### 5.2. Особливості реалізації процесів на мові апаратури

Множина HW-процесів є основою специфікації на реалізацію апаратури. Для представлення специфікації системи у САПР застосовується спеціальний набір інструментальних засобів, які можна умовно розділити на графічні та текстові. Текстові інструментальні засоби здатні працювати як із мовами апаратури, так із об'єктно-орієнтованими мовами програмування, а також здатні трансформувати графічне представлення системи в текстовий вигляд. В кінцевому вигляді специфікація системи повинна бути представлена у формі множини текстових файлів опису структури та алгоритму роботи апаратури системи на мові високого рівня. Розглянемо структуру файлу опису апаратури.

Будь-який файл опису апаратури складається із декларативної та архітектурної частини. В декларативній частині описуються специфікація інтерфейсу пристрою (вхідні та вихідні порти, їх характеристики). В архітектурній частині можуть бути визначені функції та алгоритм роботи кожного із функціональних модулів, а також особливості їх сполучення між собою.

Для опису архітектури системи використовують поведінковий, структурний та структурноповедінковий опис:

- Поведінковий опис. Внутрішня структура системи не специфікується, задається функціональний опис поведінки системи відносно до його вхідних сигналів та станів. Описуються особливості формування вихідних сигналів на основі вхідних сигналів та поточного стану системи.
- Структурний опис. Описується внутрішня структура системи, як множина функціональних модулів та зв'язків між ними. Поведінка системи, особливості формування вихідних сигналів при надходженні вхідних сигналів визначаються складом та зв'язками між модулями, що входять до складу системи.
- Структурно-поведінковий опис. Застосовується комбінація першого та другого методів.

На основі специфікації, яка представляється на мові апаратури, САПР здатна автоматично згенерувати файл прошивки кристалу ПЛІС, інтеграція якого в кристал забезпечить реалізацію заданої апаратної частини системи.

#### Висновки

Сьогодні САПР не забезпечують автоматизацію проектування ВС повністю. Найбільші труднощі в даному процесі пов'язані із розробкою специфікації системи, в якій буде оптимально розподілено функції між програмним та апаратним забезпеченням. В даній роботі запропоновано формальний підхід до проектування ВС, на основі опису поведінкової моделі системи, який додатково розв'язує задачу вибору оптимальної кількості процесів системи та описує перехід від специфікації системи до її апаратно-програмної реалізації. Запропонований підхід передбачає розв'язання наступних задач: розділення специфікації, апаратно-програмне розбиття та апаратно-програмна реалізація системи. Даний підхід може застосовуватися при розробці складних ВС у середовищі САПР ПЛІС.

#### Література

- Salim Ouadjaout, Dominique Houzet. Generation of Embedded Hardware/Software from SystemC // EURASIP Journal on Embedded Systems. – 2006. – Vol. 2006. – P. 12.
- 2. *Haubelt C.*, Falk J., Keinert J., Schlichter T., Streubuhr M., Deyhle A., Hadert A., Teich. J.

Інститут кібернетики ім. В.М. Глушкова НАН України A SystemC-Based Design Methodology for Digital Signal Processing Systems // EURASIP Journal on Embedded Systems. – 2007. – Vol. 2007. – P. 23.

- Knerr B., Holzer M., Rupp M. RRES: A Novel Approach to the Partitioning Problem for a Typical Subset of System Graphs // EURASIP Journal on Embedded Systems. – 2008. – Vol. 2008. – P. 14.
- Domer R., Gerstlauer A., Peng J., Dongwan Shin, Cai L., Yu H., Abdi S., Gajski D.D.. System-on-Chip Environment: A SpecC-Based Framework for Heterogeneous MPSoC Design // EURASIP Journal on Embedded Systems. – 2008. – Vol. 2008. – P. 14.
- Grout I. Digital systems design with FPGAs and CPLDs. Copyright © 2008, Elsevier Ltd. – 2008. – P. 724.
- 6. *Суворова Е.А.,* Шейнин Ю.Е. Проектирование цифровых систем на VHDL. СПб.: БХВ-Петербург, 2003. 576 с.

### Електроніка і зв'язок

Науково-технічний збірник Тематичний випуск «Електроніка і нанотехнології»

№ 1, 2011

В авторській редакції Віддруковано з оригінал-макета замовника

Комп'ютерна верстка

О.Г. Кравченко В.П. Петренко К.П. Пилипенко